



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number: 05091082

(43)Date of publication of application: 09.04.1993

(51)Int. Cl.

H04J 13/00

(21)Application number: 03247677

(71)Applicant:

MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing: 26.09.1991

(72)Inventor:

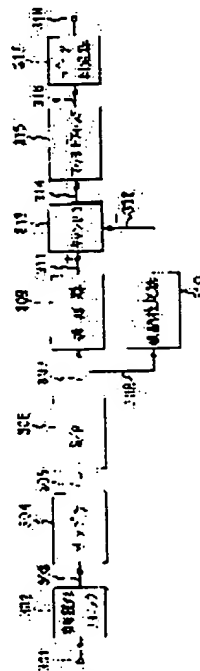
MURAI HIDESHI

(54) SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PURPOSE: To suppress an interference wave by estimating an interference wave component included in a signal channel from the sample value of an observing channel and subtracting the estimate value of the interference wave component from the sample value so as to detect the correlation.

CONSTITUTION: A signal channel and an observation channel are sampled by a sampler 304 and the sample value of the signal channel is outputted to a delay circuit 309 by an S/D converter 306 and the sample value of an observation channel is outputted to an interpolation estimate device 310. The estimate device 310 interpolates and estimates the interference wave component included in the sample value of the signal channel from the interference wave component sample value of the observation channel. A canceller 313 subtracts the interpolation estimate value of the interference wave component from the sample value of the signal channel and outputs a canceller output 314. A matched filter 315 uses a spread spectrum code series the same as that at a sender side to detect correlation from the output 314. Thus, even when the correlation characteristic is dissident, the interference wave is suppressed.



LEGAL STATUS

(11)特許出願公開番号

特開平5-91082

(43)公開日 平成5年(1993)4月9日

技術表示箇所

A 7117-5K

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全 38 頁)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 村井 英志

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式

会社通信システム研究所内

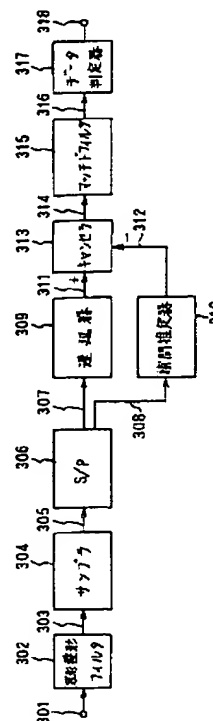
(74)代理人 弁理士 高田 守 (外1名)

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散通信装置

(57) 【要約】

【目的】 受信信号に混入する干渉波と信号波の中心周波数が異なる場合も干渉波を有効に抑圧できるスペクトル拡散通信装置を得ることを目的とする。

【構成】 送信側の変調部では、スペクトル拡散符号系列、もしくは送信データとスペクトル拡散符号系列を乗積して得るスペクトル拡散信号に観測チャネル挿入器により観測チャネルを挿入し、信号チャネルと出力ゼロ区間の観測チャネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号を変調信号を得、受信側では、上記の変調波の検波信号について観測チャネルのサンプル値から信号チャネルに含まれる干渉波成分を推定し、信号チャネルのサンプル値から上記の干渉波成分推定値を差し引き、次いで、マッチドフィルタにより相関検出を行って後、データ判定器により送信データ判定を行う。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信側から送信データをスペクトル拡散して送信し、受信側では検波信号に送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い送信データを復調するスペクトル拡散通信装置において、以下の要素を有する変調部をM1、復調部をD1、D2として、M1及び、D1とD2の少なくとも一つを備えたことを特徴とするスペクトル拡散通信装置、

(a) 以下の要素を有する変調部M1、

(a 1) スペクトル拡散符号系列を発生するスペクトル
10 拡散符号発生器、

(a 2) 送信データと上記のスペクトル拡散符号系列を乗積してスペクトル拡散信号を得る乗算器、

(a 3) 上記のスペクトル拡散符号系列、もしくは上記のスペクトル拡散信号に観測チャネルを挿入する観測チャネル挿入手段、

(a 4) 観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号を波形整形する波形整形フィルタ、

(a 5) 上記の波形整形フィルタ出力と搬送波を乗積して変調波を得る変調器、

(b) 以下の要素を有する復調部D1、

(b 1) 検波信号を波形整形する波形整形フィルタ、

(b 2) 上記の波形整形フィルタ出力をサンプルするサンプラ、

(b 3) 上記のサンプラ出力を観測チャネルサンプル値と信号チャネルサンプル値とに分類する直並列変換器、

(b 4) 上記の観測チャネルサンプル値から、信号チャネルに混入する干渉波成分を推定する推定手段、

(b 5) 上記の信号チャネルサンプル値から、上記の干渉波成分の推定値を減算するキャンセラ、

(b 6) 上記のキャンセラ出力を送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出するマッチドフィルタ、

(b 8) 上記のマッチドフィルタ出力について送信データを判定するデータ判定器、

(c) 以下の要素を有する復調部D2、

(c 1) 検波信号を波形整形する波形整形フィルタ、

(c 2) 上記の波形整形フィルタ出力をサンプルするサンプラ、

(c 3) 上記のサンプラ出力について送信側のスペクトル
40 拡散符号系列と同一の符号系列を用いて相関検出を行うチャネルマッチドフィルタ、

(c 4) 上記のチャネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、

(c 5) 上記の遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて信号チャネルの相関検出後に残留する干渉波成分を差引く相関キャンセラ、

(c 6) 上記の相関キャンセラ出力について送信データを判定するデータ判定器。

【請求項2】 送信側から送信データをスペクトル拡散
50

2

して送信し、受信側では検波信号に送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い送信データを復調するスペクトル拡散通信装置において、以下の要素を有する変調部をM2、復調部をD3、D4として、M2及び、D3とD4の少なくとも一つを備えたことを特徴とするスペクトル拡散通信装置、

(a) 以下の要素を有する変調部M2、

(a 1) スペクトル拡散符号系列を発生するスペクトル
拡散符号発生器、

(a 2) 送信データと上記のスペクトル拡散符号系列を乗積してスペクトル拡散信号を得る2系統の乗算器、

(a 3) 上記のスペクトル拡散符号系列、もしくは上記の2系統のスペクトル拡散信号に観測チャネルを挿入する観測チャネル挿入手段、

(a 4) 上記の2系統の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号の信号チャネルが互いに時間的に重ならないよう一方のタイミングを制御するタイミングオフセット、

20 (a 5) 上記の2系統のスペクトル拡散信号をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、

(a 6) 上記の2系統の波形整形フィルタ出力を変調信号として互いに直交する搬送波を変調する直交変調器、

(b) 以下の要素を有する復調部D3、

(b 1) 検波信号の同相軸成分、直交軸成分をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、

(b 2) 上記のそれぞれの波形整形フィルタ出力をそれぞれサンプルするサンプラ、

(b 3) 上記のサンプラ出力値相互の時間関係を制御するタイミングオフセット、

30 (b 4) 上記のそれぞれのサンプラ出力を観測チャネルサンプル値と信号チャネルサンプル値とに分類する直並列変換器、

(b 5) 上記のそれぞれの観測チャネルサンプル値から信号チャネルの干渉波成分を推定する推定手段、

(b 6) 上記のそれぞれの信号チャネルサンプル値から上記の推定値を差し引くキャンセラ、

(b 7) 上記のそれぞれのキャンセラ出力を送信側と同一のスペクトル拡散符号系列により相関検出を行うマッチドフィルタ、

(b 8) 上記のそれぞれのマッチドフィルタ出力について送信データを判定するデータ判定器、

(c) 以下の要素を有する復調部D4、

(c 1) 検波信号の同相軸成分、直交軸成分をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、

(c 2) 上記のそれぞれの波形整形フィルタ出力をそれぞれサンプルするサンプラ、

(c 3) 上記の波形整形された検波信号の同相軸成分、直交軸成分のサンプル値相互のタイミング関係を制御するタイミングオフセット、

(c 4) 上記の相互のタイミング関係が制御された同相

軸成分、直交軸成分について送信側と同一ののスペクトル拡散符号系列によりそれぞれ相関検出を行うチャンネルマッチドフィルタ、

(c 5) 上記のそれぞれのチャンネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、(c 6) 上記の各遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて信号チャンネルの相関検出後に残留する干渉波成分を差引く相関キャンセラ、

(c 7) 上記の相関キャンセラ出力について送信データを判定するデータ判定器。

【請求項3】 送信データをスペクトル拡散し送信するスペクトル拡散通信装置において、以下の要素を有する変調部をM1、M2として、M1、M2の少なくとも一つを有することを特徴とするスペクトル拡散通信装置、

(a) 以下の要素を有する変調部M1、

(a 1) スペクトル拡散符号系列を発生するスペクトル拡散符号発生器、

(a 2) 送信データと上記のスペクトル拡散符号系列を乗積してスペクトル拡散信号を得る乗算器、

(a 3) 上記のスペクトル拡散符号系列、もしくは上記のスペクトル拡散信号に観測チャンネルを挿入する観測チャンネル挿入手段、

(a 4) 観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号を波形整形する波形整形フィルタ、

(a 5) 上記の波形整形フィルタ出力と搬送波を乗積して変調波を得る変調器、

(b) 以下の要素を有する変調部M2、

(b 1) スペクトル拡散符号系列を発生するスペクトル拡散符号発生器、

(b 2) 送信データと上記のスペクトル拡散符号系列を乗積してスペクトル拡散信号を得る2系統の乗算器、

(b 3) 上記ののスペクトル拡散符号系列、もしくは上記の2系統のスペクトル拡散信号に観測チャンネルを挿入する観測チャンネル挿入手段、

(b 4) 上記の2系統の観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号の信号チャンネルが互いに時間的に重ならないよう一方のタイミングを制御するタイミングオフセット、

(b 5) 上記の2系統のスペクトル拡散信号をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、

(b 6) 上記の2系統の波形整形フィルタ出力を変調信号として互いに直交する搬送波を変調する直交変調器。

【請求項4】 検波信号に送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い送信データを復調するスペクトル拡散通信装置において、以下の要素を有する復調部をD1、D2、D3、D4として、D1、D2、D3、D4の少なくとも一つを有することを特徴とするスペクトル拡散通信装置、

(a) 以下の要素を有する復調部D1、

(a 1) 検波信号を波形整形する波形整形フィルタ、

(a 2) 上記の波形整形フィルタ出力をサンプルするサ

ンプラ、

(a 3) 上記のサンプル出力を観測チャンネルサンプル値と信号チャンネルサンプル値とに分類する直並列変換器、

(a 4) 上記の観測チャンネルサンプル値から、信号チャンネルに混入する干渉波成分を推定する推定手段、

(a 5) 上記の信号チャンネルサンプル値から、上記の干渉波成分の推定値を減算するキャンセラ、

(a 6) 上記のキャンセラ出力を送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出するマッチドフィルタ、

(a 7) 上記のマッチドフィルタ出力について送信データを判定するデータ判定器、

(b) 以下の要素を有する復調部D2、

(b 1) 検波信号を波形整形する波形整形フィルタ、

(b 2) 上記の波形整形フィルタ出力をサンプルするサンプル、

(b 3) 上記のサンプル出力について送信側のスペクトル拡散符号系列と同一の符号系列を用いて相関検出を行うチャンネルマッチドフィルタ、

(b 4) 上記のチャンネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、

(b 5) 上記の遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて信号チャンネルの相関検出後に残留する干渉波成分を差引く相関キャンセラ、

(b 6) 上記の相関キャンセラ出力について送信データを判定するデータ判定器、

(c) 以下の要素を有する復調部D3、

(c 1) 検波信号の同相軸成分、直交軸成分をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、

(c 2) 上記のそれぞれの波形整形フィルタ出力をそれぞれサンプルするサンプル、

(c 3) 上記のサンプル出力値相互の時間関係を制御するタイミングオフセット、

(c 4) 上記のそれぞれのサンプル出力を観測チャンネルサンプル値と信号チャンネルサンプル値とに分類する直並列変換器、

(c 5) 上記のそれぞれの観測チャンネルサンプル値から信号チャンネルの干渉波成分を推定する推定手段、

(c 6) 上記のそれぞれの信号チャンネルサンプル値から上記の推定値を差し引くキャンセラ、

(c 7) 上記のそれぞれのキャンセラ出力を送信側と同一のスペクトル拡散符号系列により相関検出を行うマッチドフィルタ、

(c 8) 上記のそれぞれのマッチドフィルタ出力について送信データを判定するデータ判定器、

(d) 以下の要素を有する復調部D4、

(d 1) 検波信号の同相軸成分、直交軸成分をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、

(d 2) 上記のそれぞれの波形整形フィルタ出力をそれぞれサンプルするサンプル、

(d 3) 上記の波形整形された検波信号の同相軸成分、直交軸成分のサンプル値相互のタイミング関係を制御するタイミングオフセット、

(d 4) 上記の相互のタイミング関係が制御された同相軸成分、直交軸成分について送信側と同一のスペクトル拡散符号系列によりそれぞれ相関検出を行うチャンネルマッチドフィルタ、

(d 5) 上記のそれぞれのチャンネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、

(d 6) 上記の各遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて信号チャンネルの相関検出後に残留する干渉波成分を差引く相関キャンセラ、

(d 7) 上記の相関キャンセラ出力について送信データを判定するデータ判定器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は干渉波に起因する誤り率特性の劣化が少ないスペクトル拡散通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、この種の干渉波に起因する誤り率特性の劣化が少ないスペクトル拡散通信装置として、例えば特開昭58-200649に示されるものがあった。図30は上記の文献に示されたスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。同図において、1A、1Bは相関器、3はAGC増幅器、4A、4Bは帯域通過フィルタ、5は検波器、18は局部基準符号発生器、19は遅延線路、20は復調器21はスイッチ、22は減算器である。

【0003】次に動作について説明する。受信信号Viは、2つの相関器1A、1Bにおいて送信符号系列と同一の局部基準符号系列Vc1、Vc2（例えば、系列長1023ビットのPN符号）と掛け合わされる。ここで、Vc2は、例えばVc1に対して系列長約510ビットに相当する時間だけ遅らせるように遅延線路19を構成してある。4A、4Bは情報信号の帯域とほぼ等しい通路帯域をもった帯域フィルタ、22は減算器、3はAGC増幅器、5は相関器出力信号Vd1、Vd2のいずれかを検波する検波器でその出力はAGC増幅器3にフィードバックされている。20は通常の復調器で、例えば同期検出および同期判定器、搬送波再生器、同期検波器、識別、再生器を有し、送信側から伝送される情報データ信号Viを復調する。

【0004】次いで、図31を参照して図30のスペクトル拡散通信装置の干渉波抑圧の概要を説明する。図31(a)は送信側から伝送される送信データのスペクトルである。図31(b)は受信信号Viのスペクトルであり、干渉波として狭帯域妨害波が受信信号に混入している場合を示している。送信側の拡散符号系列と局部基準符号系列Vc1のタイミングがあった場合には、相関器

1Aの出力Vd1は図31(c)のように、信号のスペクトルは圧縮され、妨害波のスペクトルは逆に広げられる。この時、相関器1Bの出力Vd2は相関が取れないから図31(d)のように入力信号が希望波であっても妨害波であっても、信号及び妨害波のスペクトルは広げられる。逆に、送信側の拡散符号系列と局部基準符号系列Vc2のタイミングが合った場合には、信号Vd1、Vd2のスペクトル分布は逆の状態になる。上記の相関器出力Vd1、Vd2がそれぞれ狭帯域通過フィルタ4A、4Bを通過したあとのスペクトルを、夫々図31(e)、(f)に示す。そして、減算器22によりそれらの差分出力Vaを生ずる。Vaは図31(g)に示すようにほとんどが信号成分であり、極めて低電力密度の擬似雑音（相関器1Bによって逆拡散された希望波信号成分）が僅かに含まれている。このように妨害波が抑圧されたVaを得ることができる。狭帯域の希望波の代わりに他局からのスペクトル拡散信号が受信信号Vi中に混入する場合にも同様に相関器1A、1Bによって逆拡散後、減算器22で差し引かれて抑圧される。

【0005】ところが、以下の例に示すような干渉波に対しては、干渉波成分が依然として抑圧されずに残留するという課題がある。図32は、図30のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波抑圧の動作を説明するための図である。図32(a)は図30の受信信号Viに混入する狭帯域干渉波のベクトル軌跡を時間の推移と共に示したものである。同図において、I、Qはそれぞれ同相軸、直交軸を示している。また、同図に各時点の干渉波のベクトルを直交成分で表示している。ここでは、信号成分は同相軸に存在し、干渉波は正弦波状で、干渉波電力は信号成分の搬送波電力の100倍（電圧比で10倍）とし、また、干渉波と信号波の中心周波数差は、Tsを送信データ間隔として $\{(\pi/4)/7\} \cdot Ts$ の例について説明する。

【0006】干渉波と信号波の中心周波数に差が存在する場合、干渉波のベクトル軌跡は、図32(a)に示すように、時間と共に位相回転する。図32(b)には、干渉波を同相軸上に投影した干渉波の同相軸成分を示してあり、これが誤り率特性を劣化させる一要因となる。図32(c)、(d)には、それぞれ局部基準符号発生器18、19が発生する局部基準符号系列Vc1、Vc2を示している。ここで、符号系列は系列長7のPN符号の例を示している。図30の相関器1A、1Bおよび帯域通過フィルタ4A、4Bにおいて、干渉波同相軸成分と、局部基準符号がVc1、Vc2がそれぞれ乗積され平均化される。図32(c)、(d)に示す干渉波のベクトルは、受信信号Viに混入する干渉波と局部基準符号系列を乗積した干渉波同相軸成分を示している。そして、帯域通過フィルタにより、平均化されることにより上向きと下向きのものが打ち消され、データ復調時には干渉波同相軸成分が抑圧されるように作用する。その後に残

7

るベクトル成分が残留干渉波成分である。図32(c)の場合、同相軸の残留干渉波成分は10であるが、図32(d)の場合には、次の値となる。

$$10 - 10 \times 2^{1/2}$$

即ち、干渉波と信号波の中心周波数に差が存在する場合には、局部基準符号 V_{c1} と V_{c2} とで異なった干渉波成分が検出されることになり、 V_a の出力には次の値の干渉波成分が依然として抑圧されずに残留する。

$$10 - (10 - 10 \times 2^{1/2}) = 10 \times 2^{1/2}$$

これは、受信信号に混入する干渉波成分と局部基準符号 V_{c1} の相関特性と、上記の干渉波成分と遅延させた局部基準符号 V_{c2} との相関特性が必ずしも一致しないために生ずる現象である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】従来の例のスペクトル拡散通信装置は以上のように構成されているので、受信信号に混入する干渉波と信号波の中心周波数に差がある場合を含み、スペクトル拡散符号系列と干渉波の相関特性と、時間遅延させたスペクトル拡散符号と干渉波の相関特性とが一致しないような場合、干渉波が効果的に抑圧されないという課題が残されていた。

【0008】この発明は上記のような課題を解決するためになされたものであり、干渉波と信号波の中心周波数に差がある場合を含み、スペクトル拡散符号と干渉波の相関特性と、遅延させたスペクトル拡散符号と干渉波の相関特性とが一致しないような場合でも、干渉波を有効に抑圧することのできるスペクトル拡散通信装置を得ることを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、請求項1に係わるスペクトル拡散通信装置では、送信側から送信データをスペクトル拡散して送信し、受信側では検波信号に送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い送信データを復調するスペクトル拡散通信装置において、以下の要素を有する変調部をM1、復調部をD1、D2として、M1及び、D1とD2の少なくとも一つを備えるようにしたものである。(a)以下の要素を有する変調部M1、(a1)スペクトル拡散符号系列を発生するスペクトル拡散符号発生器、(a2)送信データと上記のスペクトル拡散符号系列を乗積してスペクトル拡散信号を得る乗算器、(a3)上記のスペクトル拡散符号系列、もしくは上記のスペクトル拡散信号に観測チャネルを挿入する観測チャネル挿入手段、(a4)観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号を波形整形する波形整形フィルタ、(a5)上記の波形整形フィルタ出力と搬送波を乗積して変調波を得る変調器、(b)以下の要素を有する復調部D1、(b1)検波信号を波形整形する波形整形フィルタ、(b2)上記の波形整形フィルタ出力をサンプルするサンプラ、(b3)上記のサンプラ出力を観測チャネルサ

8

ンプル値と信号チャネルサンプル値とに分類する直並列変換器、(b4)上記の観測チャネルサンプル値から、信号チャネルに混入する干渉波成分を推定する推定手段、(b5)上記の信号チャネルサンプル値から、上記の干渉波成分の推定値を減算するキャンセラ、(b6)上記のキャンセラ出力を送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出するマッチドフィルタ、(b8)上記のマッチドフィルタ出力について送信データを判定するデータ判定器、(c)以下の要素を有する復調部D2、(c1)検波信号を波形整形する波形整形フィルタ、(c2)上記の波形整形フィルタ出力をサンプルするサンプラ、(c3)上記のサンプラ出力について送信側のスペクトル拡散符号系列と同一の符号系列を用いて相関検出を行うチャネルマッチドフィルタ、(c4)上記のチャネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、(c5)上記の遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて信号チャネルの相関検出後に残留する干渉波成分を差引く相関キャンセラ、(c6)上記の相関キャンセラ出力について送信データを判定するデータ判定器。請求項2に係わるスペクトル拡散通信装置では、送信側から送信データを送信し、受信側では検波信号に送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い送信データを復調するスペクトル拡散通信装置において、以下の要素を有する変調部をM2、復調部をD3、D4として、M2及び、D3とD4の少なくとも一つを備えるようにしたものである。(a)以下の要素を有する変調部M2、(a1)スペクトル拡散符号系列を発生するスペクトル拡散符号発生器、(a2)送信データと上記のスペクトル拡散符号系列を乗積してスペクトル拡散信号を得る2系統の乗算器、(a3)上記のスペクトル拡散符号系列、もしくは上記の2系統のスペクトル拡散信号に観測チャネルを挿入する観測チャネル挿入手段、(a4)上記の2系統の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号の信号チャネルが互いに時間的に重ならないよう一方のタイミングを制御するタイミングオフセッタ、(a5)上記の2系統のスペクトル拡散信号をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、(a6)上記の2系統の波形整形フィルタ出力を変調信号として互いに直交する搬送波を変調する直交変調器、(b)以下の要素を有する復調部D3、(b1)検波信号の同相成分、直交成分をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、(b2)上記のそれぞれの波形整形フィルタ出力をそれぞれサンプルするサンプラ、(b3)上記のサンプラ出力値相互の時間関係を制御するタイミングオフセッタ、(b4)上記のそれぞれのサンプラ出力を観測チャネルサンプル値と信号チャネルサンプル値とに分類する直並列変換器、(b5)上記のそれぞれの観測チャネルサンプル値から信号チャネルの干渉波成分を推定する推定手段、(b6)上記のそれぞれの信号チャネルサンプル値から上記の推定値を差引くキャンセラ、(b

7) 上記のそれぞれのキャンセラ出力を送信側と同一のスペクトル拡散符号系列により相関検出を行うマッチドフィルタ、(b 8) 上記のそれぞれのマッチドフィルタ出力について送信データを判定するデータ判定器、

(c) 以下の要素を有する復調部D 4、(c 1) 検波信号の同相軸成分、直交軸成分をそれぞれ波形整形する波形整形フィルタ、(c 2) 上記のそれぞれの波形整形フィルタ出力をそれぞれサンプルするサンプラ、(c 3) 上記の波形整形された検波信号の同相軸成分、直交軸成分のサンプル値相互のタイミング関係を制御するタイミングオフセット、(c 4) 上記の相互のタイミング関係が制御された同相軸成分、直交軸成分について送信側と同一のスペクトル拡散符号系列によりそれぞれ相関検出を行うチャンネルマッチドフィルタ、(c 5) 上記のそれぞれのチャンネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、(c 6) 上記の各遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて信号チャンネルの相関検出後に残留する干渉波成分を差し引く相関キャンセラ、(c 7) 上記の相関キャンセラ出力について送信データを判定するデータ判定器。請求項3に係わるスペクトル拡散通信装置では、先に定義した変調部M 1、M 2の少なくとも一つを備えるようにしたものである。請求項4に係わるスペクトル拡散通信装置では、先に定義した復調部D 1、D 2、D 3、D 4の少なくとも一つを備えるようにしたものである。

【0010】

【作用】上記のように構成された請求項1の発明におけるスペクトル拡散通信装置は、送信側の変調部において、スペクトル拡散符号系列、もしくは送信データとスペクトル拡散符号系列を乗積して得るスペクトル拡散信号に、観測チャンネルを挿入し、信号チャンネルと観測チャンネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号を生成して送信し、それを受信する受信側の復調部において、検波信号の信号チャンネルには信号成分と混入した干渉波成分が存在し、観測チャンネルには干渉波成分のみが存在するようになる。従って、上記の検波信号のサンプラ出力を信号チャンネルと観測チャンネルに分け、信号チャンネルのサンプル値から、観測チャンネルのサンプル値から推定手段により求めた信号チャンネルに存在する干渉波成分推定値を差し引き、次いでマッチドフィルタにより送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行うことにより、もしくは、検波信号のサンプラ出力をチャンネルマッチドフィルタにより送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い、次いで遅延器と相関キャンセラにより、信号チャンネルの相関検出値から、相関タイミングに隣接するタイミングにおける観測チャンネルの相関検出値から求めた信号チャンネルの相関検出後に残留する干渉波成分を、差し引くことにより、干渉波と信号波の中心周波数に差がある場合を含みスペクトル拡散符号と干渉波の相関特性と、遅延させたスペクトル

拡散符号と干渉波の相関特性とが一致しないような場合でも検波信号に混入する干渉波成分を抑圧することができる。

【0011】請求項2の発明におけるスペクトル拡散通信装置は、送信側の変調部において、スペクトル拡散符号系列、もしくは送信データとスペクトル拡散符号系列を乗積して得るスペクトル拡散信号に観測チャンネルを挿入し、信号チャンネルと観測チャンネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号を2系統設け、2系統の信号チャンネルが互いに時間的に重ならないようタイミングを制御した2つの変調信号により互いに直交する搬送波を変調して送信し、それを受信する受信側の復調部において、上記直交する各検波軸出力について、2系統のタイミング関係を送信側のタイミングを制御前に戻したものは、請求項1の発明におけるスペクトル拡散通信装置の1系統について説明した作用と同様であり、特に相違としては、直交変調器出力が時間的に出力ゼロ区間のない信号波形を有することにより、観測チャンネルの挿入に伴う包絡線変動を緩和する作用がある。請求項3におけるスペクトル拡散通信装置は、請求項1と請求項2におけるスペクトル拡散通信装置の変調部M 1、M 2のすくなくとも一つを備えるものであり、説明済である。請求項4におけるスペクトル拡散通信装置は、請求項1と請求項2におけるスペクトル拡散通信装置の復調部D 1、D 2、D 3、D 4のすくなくとも一つを備えるものであり、説明済である。

【0012】

【実施例】以下に、まず請求項1の発明のスペクトル拡散通信装置の変調部の実施例1～8について説明する。次いで上記の実施例1～8の変調部より出力する変調波の送信信号を受信する復調部の実施例9～14について説明する。

【0013】実施例1. 図1は請求項1の発明の実施例1を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。図中、101は送信データ入力端子、102は乗算器、103はスペクトル拡散符号発生器、105は観測チャンネル挿入器、108は波形整形フィルタ、109は送信ベースバンド信号、110は変調器である。

【0014】次に動作について図1、図9、図10を参照して説明する。図1において、観測チャンネル挿入器105はスペクトル拡散符号発生器103の出力の図9

(b)に示すスペクトル拡散符号系列104に観測チャンネルを挿入する。観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散符号系列106は、図9(c)に示すように、信号が存在する区間と、信号が存在しない区間の2種類のチャンネルが存在し、信号が存在する区間を信号チャンネルと呼び、信号が存在しない区間を観測チャンネルと呼ぶ。観測チャンネルの挿入方法としては、図9(b)に示すようなスペクトル拡散符号系列104のパルス系列を図9

11

(c) に示すRZ (Return to Zero) 符号パルス系列106に変換する方法、あるいは図10

(b) に示すようなスペクトル拡散符号系列104の単位パルス毎に出力ゼロ区間を挿入して図10(c) に示すパルス系列106に変換する方法があるが、データ伝送速度、占有周波数帯域、拡散符号等の兼ね合いによって適宜選定すればよく、この発明において特に限定するものではない。

【0015】ここでは、図9(b)、図10(b) に示すスペクトル拡散符号系列104として系列長7のM系列を用いた例を示している。また、図9(c) に示すRZ (Return to Zero) 符号パルス系列106では、RZパルスのデューティ比50%の例を示している。また、図10(c) に示すスペクトル拡散符号系列104の単位パルス毎に出力ゼロ区間を挿入したパルス系列106では、出力ゼロ区間の時間幅とスペクトル拡散符号系列104の単位パルスの時間幅とを等しくした例を示している。

【0016】さて、変調部に入力される図9(a) に示す送信データは、図9(c) に示す観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散符号系列106と乗算器102により乗積し、図9(d) に示す観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号107を得る。上記の観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号107は波形整形フィルタ108により波形整形して図9(e) に示す変調信号を得て、変調器110により例えば位相シフトキーイング(以下、PSKと呼ぶ)変調し、PSK変調波を出力する。観測チャンネルの挿入方法の他の方法の場合には、変調部に入力される図10(a) に示す送信データは、図10(c) に示す観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散符号系列106と乗算器102により乗積し、図10

(d) に示す観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号107を得る。上記の観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号107は波形整形フィルタ108により波形整形して図10(e) に示す変調信号を得て、変調器110により例えばPSK変調し、PSK変調波を出力する。ここで、波形整形フィルタは、送信側において特に、信号帯域を制限する必要がない場合には、信号成分(ベースバンド成分)を通過させるのに十分な帯域を有する低域通過フィルタに置き換えてもよく、あるいは省略も可能である。

【0017】この実施例1に示した変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明するように実施例9、実施例12を示す図11、図16の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0018】実施例2、図2は請求項1の発明の実施例2を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。送信データとスペクトル拡散符号系列104を乗算器102により乗積して、スペクトル拡散信号

12

111を得た後、観測チャンネル挿入器105により上記のスペクトル拡散信号に観測チャンネルを挿入するよう構成したものであり、実施例1と同様に、受信側では後に説明するように実施例9、実施例21を示す図11、図16の復調部の構成により、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0019】実施例3、図3は請求項1の発明の実施例3を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。図中、151は第2の送信データ入力、153は第2のスペクトル拡散符号発生器、155は第2の観測チャンネル挿入器、158は第2の波形整形フィルタ、120は直交変調器である。実施例1との相違は、2つの送信データそれぞれと、観測チャンネルを挿入した2系統のスペクトル拡散符号系列106、156を乗算器102、152により乗積して、観測チャンネルを挿入した2系統のスペクトル拡散信号107、157を得て、それぞれ波形整形した後、直交変調器120により互いに直交する搬送波を変調して送信信号を得よう構成したものである。ここで、直交変調器120は、例えば2つの変調信号それぞれと、一方は搬送波発振器出力と、他方は上記の搬送波発振器出力を $\pi/2$ 移相器により移相した出力と、乗積した後、アナログ的に加算する加算器から構成されるものである。

【0020】上記の実施例3に示す変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明する実施例10を示す図12、もしくは、実施例13を示す図19の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0021】実施例4、図4は請求項1の発明の実施例4を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。実施例2との相違は、2つの送信データそれぞれについて、実施例2と同様の操作を行い、観測チャンネルを挿入した2系統のスペクトル拡散信号107、157を得て、それぞれ波形整形した後、直交変調器120により互いに直交する搬送波を変調して送信信号を得よう構成したものである。図4の各部の信号波形を図26(a)、(b)、(c)、(d)、(f)に示している。図26(f)に示すように直交変調器120の出力では、4相位相シフトキーイング(以下、QPSKと呼ぶ)信号と、観測チャンネルとが交互になるスペクトル拡散信号が得られる。ここでは108、158の波形整形フィルタの影響を省略し、また、直交変調器120の出力信号を各直交軸に分解して示している。

【0022】上記の実施例4に示した変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、実施例3と同様に、後に説明する実施例10を示す図12、もしくは実施例13を示す図19の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0023】実施例5、図5は請求項1の発明の実施例5を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構

成図である。既に説明した実施例3との相違は、一つの送信データを、互いに独立の、もしくは互いに一定の位相差を有する2つのスペクトル拡散符号系列104、154を用いて、実施例3と同様の操作を行い、観測チャンネルを挿入した2系統のスペクトル拡散信号107、157を得て、波形整形した後、直交変調器120により、互いに直交する搬送波を変調して送信信号を得るように構成したものである。上記の実施例5に示した変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明する実施例11を示す図13、もしくは実施例14を示す図20の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。実施例1、2の1系統の場合と比較して、拡散利得が大きいスペクトル拡散通信装置を得ることができる。

【0024】実施例6. 図6は請求項1の発明の実施例6を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した実施例4との相違は、一つの送信データを、互いに独立の、もしくは互いに一定の位相差を有する2つのスペクトル拡散符号系列104、154を用いて、実施例4と同様の操作を行い、観測チャンネルを挿入した2系統のスペクトル拡散信号107、157を得て、波形整形した後、直交変調器120により、互いに直交する搬送波を変調して送信信号を得るように構成したものである。

【0025】図6の変調部の各部の信号波形を図26(a)、(b)、(c)、(d)、(f)に示す。図26(f)に示すように直交変調器120の出力では、QPSK信号と、観測チャンネルとが交互になるスペクトル拡散信号が得られる。ここでは108、158の波形整形フィルタの影響を省略し、また、直交変調器120の出力信号を各直交軸に分解して示している。ここでは、観測チャンネル挿入器105、155による観測チャンネルの挿入方法はスペクトル拡散信号111、161のパルスを変換する例を、また、スペクトル拡散符号系列104、154は系列長7のM系列を用いた例を示している。上記の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明する実施例11を示す図13、もしくは実施例14を示す図20の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。実施例1、2の1系統の場合と比較して、拡散利得が大きいスペクトル拡散通信装置を得ることができる。

【0026】実施例7. 図7は請求項1の発明の実施例7を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した実施例3と同様の構成で、但し、2つの送信データについて、同一のスペクトル拡散符号系列104を用いて、観測チャンネルを挿入した2系統のスペクトル拡散信号107、157を得て、波形整形した後、直交変調器120により互いに直交する搬送波を変調して送信信号を送るよう構成したものであ

る。上記の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明する実施例10を示す図12、もしくは実施例13を示す図19の復調部であり、実施例10では2系統のマッチドフィルタ、実施例13では2系統のチャンネルマッチドフィルタがそれぞれ同一、且つ送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を保持するものとして、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0027】実施例8. 図8は請求項1の発明の実施例8を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した実施例4と同様の構成で、但し、2つの送信データそれぞれを、同一のスペクトル拡散符号系列104を用いてスペクトル拡散するものである。動作についても、上記の構成部分を除いて実施例4と同様である。上記の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は実施例7と同様である。

【0028】なお、図1から図8までに図示していないが、送信データ、スペクトル拡散符号発生器、観測チャンネル挿入器のタイミング関係は全て制御クロックによって制御されていることは言うまでもない。また、2系統の観測チャンネルを挿入したスペクトル拡散信号を用いる実施例3、実施例4、実施例7、実施例8では一方の系統をデータ変調用、他方の系統をパイロットチャンネル用に用いることもできる。

【0029】次に、請求項1の発明のスペクトル拡散通信装置の復調部の実施例9～14について説明する。既に説明した実施例1～8のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。

【0030】実施例9. 図11は請求項1の発明の実施例9を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。実施例1、2を示すそれぞれ図1、2のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。図中、301は検波信号が入力する端子、302は波形整形フィルタ、304はサンプラ、306は直並列変換器（以下、S/P変換器と呼ぶ）、307は信号チャンネルサンプル値、308は観測チャンネルサンプル値、309は遅延器、310は補間推定器、312は信号成分に含まれる干渉波の補間推定値、313はキャンセラ、315はマッチドフィルタ、317はデータ判定器、318は復調データ出力端子である。なお、同図には示していないが、これらの構成要素は制御クロックによって制御されており、制御クロックはマッチドフィルタ出力を用いたタイミング再生系で行われる。タイミング再生系は、例えば従来より用いられているDLL（ディレイロックループ）等で構成される。

【0031】次に動作について図11、図14を参照して説明する。図14は図11のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波抑圧動作を説明するための図である。

図14(a)は受信信号に含まれる干渉波のベクトル軌跡を時間と共に示した図である。ここで、信号と干渉波の関係は従来の技術の説明において図32に示したものと同一のものとしている。即ち、信号成分は同相軸のみに含まれており、干渉波の電力は信号が存在する区間の搬送波電力(搬送波ピーク電力)の100倍(電圧比で10倍)とし、干渉波と信号波の中心周波数の差は $\{(\pi/4)/7\} \cdot T_s$ (但し、 T_s は送信データ間隔)とした例について説明する。また、信号チャンネルと観測チャンネルの時間比は1:1とし、また、説明の都合上ここでは帯域制限の影響は省略している。図14

(b)は図14(a)に示す干渉波ベクトルの同相軸Iと直交軸Qの成分を示し、同図の矩形パルス列は信号成分を示す。ここで、信号成分の振幅は+1または-1であり、図中には10倍にスケールして示している。図11の入力端子301には図14(c)に示す同相軸成分が入力する。図14(c)のベクトルに示す()内の数値は上記の干渉波の同相軸成分の振幅値である。図14(c)からもわかるように、信号チャンネルには信号と干渉波成分が存在し、観測チャンネルには干渉波成分のみが存在する。

【0032】次に、検波信号の信号チャンネル、観測チャンネルがサンプラ304によりサンプルされ、S/P変換器306により信号チャンネルのサンプル値は遅延器309へ、観測チャンネルのサンプル値は補間推定器310へ出力される。これは信号チャンネルと観測チャンネルが交互に送信されるので1ビット/2ビットのS/P変換器で実現できる。補間推定器310は加算器、乗算器、あるいはデジタル・シグナルプロセッサ(DSP)、CPUを有して構成され、観測チャンネルの干渉波成分サンプル値から信号チャンネルのサンプル値に含まれる干渉波成分を補間推定する。補間推定の方法として、直線補間を例にとって説明する。直線補間とは、信号チャンネルの前後の観測チャンネルの干渉波成分サンプル値の平均値を、該信号チャンネルに含まれる干渉波成分の推定値とする方法である。今、図14(c)の信号成分3304に含まれる干渉成分3302の推定値は、その前後の観測チャンネルの干渉成分サンプル値3301、3303の平均値で与えられ、次の値になる。

$$(9.2 + 3.8) / 2 = 6.5$$

他の信号チャンネルに含まれる干渉波成分も同様に補間推定される。遅延器309は、補間推定値が出力されるまでの時間、信号チャンネルのサンプル値を保持する。

【0033】キャンセラ313は、図中に示す符号を含み加算を行う加算器を有し、上記の信号チャンネルのサンプル値から上記の干渉波成分の補間推定値を差し引く。図14(d)にキャンセラ313に入力する各成分を示す。図14(d)に示す黒のベクトルは各信号チャンネルに含まれる干渉波成分、白抜きのベクトルは先に説明した該信号チャンネルに含まれる干渉波成分の補間推定値を

示している。従って、キャンセラ出力314では、先の信号チャンネル3304に含まれる干渉波成分は抑圧されて、次の値になる。

$$7.1 - 6.5 = 0.6$$

同様にして、キャンセラ出力314では、図14(e)に示すように信号チャンネルに含まれる干渉波成分が効果的に抑圧される。図14(e)の各信号チャンネルに示す()内の数値はそれぞれのキャンセラ出力の干渉波成分を示す。

【0034】キャンセラ出力314は、さらにマッチドフィルタ315により送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行う。上記のマッチドフィルタ315として、図15に内部構成図を示すデジタルマッチドフィルタを用いた例を示す。図15において、メモリ3150は送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を保持している。遅延器3151はキャンセラ出力314の内容を一時保持し、メモリの内容と遅延器の各段の内容を乗算器3152ないし3158により乗積し、上記の各乗算器出力を加算器3159により総和し端子316に出力する。図14(f)に示す()内の数値はそれぞれ図15の乗算器3152ないし3158の各出力値を示す。従って、加算器3159による各乗算器出力の総和は次の値となり、干渉波成分が効果的に抑圧されることがわかる。

$$0.8 \text{ (干渉成分)} + 7.0 \text{ (信号成分)}$$

最後に、データ判定器317により送信データが判定され、復調データを出力端子318に得る。この実施例9は相関検出前に干渉波を抑圧するので、マッチドフィルタ315の負担が軽減され相対的にダイナミックレンジを広くとることができる利点がある。

【0035】図14では帯域制限の影響を省略して示したが、いま、送信側の変調部の、例えば図1の波形整形フィルタ108と、受信側の復調部の図11の波形整形フィルタ302の総合特性が、単位パルス長 T_0 に対してナイキスト条件を満たすような特性であれば、信号チャンネル、観測チャンネルの中央点において両者は互いに影響を及ぼさないので、図14の概念がそのまま適用できる。

【0036】この実施例9では図11のマッチドフィルタ315として、図15に内部構成図を示すデジタルマッチドフィルタを用いた例について説明したが、これに限定するものではなく、他の相関検出用デバイスを用いてもよい。例えば、坪内和夫：“スペクトル拡散通信の応用とデバイス”、電子情報通信学会論文誌，V o 1. J 74-B 2 No. 5, (1991. 5)に紹介されている相関検出用デバイスを用いても実現される。また、補間推定器310の補間法として、直線補間を用いた例について説明したが、これに限定するものではなく、他の補間法を用いてもよい。例えば、山内二郎，森口繁一，一松信共著：“電子計算機のための数値計算法

1”，培風館（1970．9）p p．67-70に示されたラグランジェ補間、エイトキン補間等の数値計算アルゴリズムを用いても実現される。

【0037】実施例10．図12は請求項1の発明の実施例10を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。実施例3、実施例4を示すそれぞれ図3、図4のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。既に説明した実施例9を示す図11に示す構成の復調部を、同相軸に対するものと、直交軸に対するものと2系統を備え、入力端子301、351にはそれぞれ検波信号の同相軸成分、直交軸成分を入力し、実施例9と同様の操作により、同相軸および直交軸それぞれの信号チャンネルに含まれる干渉波成分を抑圧することができる。また、実施例7、8においてそれぞれ図7、8に示したスペクトル拡散通信装置の変調部により生成され送信されるスペクトル拡散信号についても、図12に示す復調部の2系統のマッチドフィルタ315、365を以下に示す構成にすることにより、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。即ち、図12に示す復調部の2系統のマッチドフィルタ315、365が共に送信側と同一のスペクトル拡散符号系列をメモリに保持して、相関検出を行うように構成する。

【0038】実施例11．図13は請求項1の発明の実施例11を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。実施例5、6を示すそれぞれ図5、6のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。既に説明した実施例10の図12に示す構成と同様の構成で、但し、この場合同一の送信データが同相軸と直交軸の2系統で送信されるので、図13に示す復調部の2系統のマッチドフィルタ315、365の相関検出出力は同一データが得られる。したがって、上記の2系統のマッチドフィルタ315、365の出力を加算器366により加算した後、データ判定器317により復調データを得る構成にすることにより、実施例9の1系統の場合と比較して、拡散利得の大きいスペクトル拡散通信装置を得ることができる。

【0039】実施例12．図16は請求項1の発明の実施例12を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。実施例1、実施例2を示すそれぞれ図1、図2のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。図16において、406は送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行うチャンネルマッチドフィルタ、408はチャンネルマッチドフィルタ出力を保持する遅延器、415は遅延器の各段から出力される相関検出値を用いて、信号チャンネルの相関検出後に残留する干渉波成分を抑圧する相関キャンセラ、417は相関キャンセラ出力について復調データの判定を行うデータ判

定器である。

【0040】図17は図16に示すチャンネルマッチドフィルタ406の内部構成図である。サンプラ出力304を入力とし遅延器4062にサンプラ出力を一時保持する。4061は送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を保持するメモリ、4063ないし4069はメモリ4061の内容と遅延器4062の各段の内容とを乗積する乗算器、4070は上記の乗算器4063ないし4069出力を総和する加算器である。

【0041】図18は図16に示す相関キャンセラ415の内部構成図である。相関キャンセラ415の各入力端子には遅延器408の各段の出力信号412、413、414を入力し、上記の出力信号412と414とを加算する加算器4150と、上記の加算器4150の出力の大きさを $1/2$ にする減衰器4151とで平均値算出器を構成し、上記の減衰器4151の出力信号と遅延器408の出力信号413とを極性を含めて加算器4152により加算を行い、相関キャンセラ415の出力416を得る。

【0042】次に動作について説明する。図21は図16のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。ここでは波形整形フィルタの影響を省略している。図21(a)は図17のチャンネルマッチドフィルタ406のメモリ4061の内容を示しており、送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を記憶している。ここでは、系列長7のM系列を用いた例について示しているが、系列長によりメモリ4061、遅延器4062の桁数もそれに応じた桁数とする。図21(b)，(d)，(f)に、 $t = -T_0$ ， $t = 0$ ， $t = T_0$ の3時刻における遅延器4062の内容を示し、図21(c)，(e)，(g)に、乗算器4063ないし4069の出力（加算器4070への出力）を示す。ここで、 $t = 0$ はタイミング再生系で生成する再生タイミングに相当する。図21(a)の4061の内容に付した記号a～gのそれぞれが、図17のメモリ4061に付した記号の桁に保持されていることを示している。図21(b)，(d)，(f)において、サンプル値の干渉波成分をベクトルで示し、スペクトル拡散信号を矩形パルスで示している。ここで、矩形パルス列の振幅は+1，-1であり、図中には10倍にスケールして示している。図中の()内の数値は干渉波成分の振幅値を示す。

【0043】図17に示すチャンネルマッチドフィルタは、信号チャンネルと観測チャンネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号に対して相関検出を行えるように遅延器からのタップ出力を一つおきに構成している点が、図15に示すマッチドフィルタの構成と異なる。従って、図21に示すように加算器4070への出力は遅延器の内容のうち乗算器に結線されている桁のみで、4061の内容（この例では系列長7のM系列である）の極性に

19

従って4062の内容の極性が決定される。加算器4070では各乗算器出力を極性を含めて加算し総和を求め*

-1.6 (干渉波成分)

10.0 (干渉波成分) + 7.0 (信号成分) (t=0のとき)

20.0 (干渉波成分)

(t=T₀のとき)

(t=0のとき)

(t=-T₀のとき)

【0044】図16において時刻t=0のチャンネルマッチドフィルタ出力が遅延器408の桁410に保持される時、桁411、409には時刻t=-T₀、T₀のチャンネルマッチドフィルタ出力が保持される。従って、相関キャンセラ415において図16、図18の回路構成により、加算器4152に+の極性で入力されるのは、10.0 (干渉成分) + 7.0 (信号成分) であり、同じく加算器4152に-の極性で入力されるのは、

{(-1.6) + 20.0} (1/2) = 9.2 (干渉波成分)

となり、加算器4152出力(相関キャンセラ415出力)では、

0.8 (干渉波成分) + 7.0 (信号成分)

となる。従って、時刻t=0において相関検出後に残留していた10.0の干渉波が、0.8まで抑圧される。一方、信号成分は相関キャンセラの影響を受けていない。この実施例12の相関キャンセラ415は、相関パルスの生ずる時間毎に動作すればよく、実施例9と比較して信号処理が容易になる。また相関パルス単位での推定は、相関パルス自体に平均操作が含まれるので、精度よく干渉波成分の除去ができる。なお、図21では波形整形フィルタの影響を省略したが、例えば図1の送信側の変調器の波形整形フィルタ108と、図16の受信側の復調器の波形整形フィルタ302の総合特性が単位矩形パルス長T₀に対してナイキスト条件を満たすような特性であれば、信号チャネル、観測チャネルのサンプル時点において両者は互いに影響を及ぼさないで図21の概念がそのまま適用できる。

【0045】実施例13. 図19は請求項1の発明の実施例13を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。実施例3、実施例4をそれぞれ示す図3、図4のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する直交変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。既に説明した実施例12を示す図16と同様の構成を、検波信号の同相軸成分に対するものと、直交軸成分に対するものとの2系統を備え、それぞれ実施例12と同様の操作により、実施例12と同様に検波信号の信号チャネルに含まれる干渉波成分が効果的に抑圧される。

【0046】実施例14. 図20は請求項1の発明の実施例14を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。実施例5、実施例6を示すそれぞれ図5、6のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。既に説明した実施例13を示す図19の復調部の構成と同

20

*る。図21(c), (e), (g)それぞれの総和は以下の値となる。

10

様の構成で、但し、この場合、送信側では同一の送信データを同相軸と直交軸の2系統で送信するので、図20に示す復調部の2系統の相関キャンセラ415、465出力は同一データとなる。従って、上記の2系統の相関キャンセラ415、465出力を加算器370により加算した後、データ判定器317により復調データを得ることにより、実施例13と比較して、拡散利得の大きいスペクトル拡散通信装置を得ることができる。

【0047】以下に、請求項2の発明のスペクトル拡散通信装置の変調部の実施例15~18について説明する。次いで上記の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部の実施例19~20について説明する。

【0048】実施例15. 図22は請求項2の発明の実施例15を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した請求項1の実施例4を示す図4の変調部のブロック構成図との相違点は、遅延器を有するタイミングオフセット201を新たに設けて、変調部の2系統の一方の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号157を制御量に応じた時間だけ遅延させるようにしたものである。

【0049】次に動作について図22、図26を参照して説明する。図26は図22の変調部の動作を説明するための図であり、図22の変調部の各部の波形をしている。ここでは、スペクトル拡散符号系列104、154として、系列長7のM系列を用いた例について、また、観測チャネル挿入回路105、155の観測チャネル挿入方法としては、図26(a), (b)に示すそれぞれスペクトル拡散信号111、161の単位パルスをデューティ比50%のRZ符号に変換して、それぞれ図26(c), (d)に示すパルス列とした例について示している。タイミングオフセット201は、図26(d)に示す観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号157を、図26(e)に示すようにT₀だけタイミングオフセットさせ、図26(c), (e)に示す2系統の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号107、207の信号チャネルが互いに同時に存在しないようにする。上記の図26(c), (e)に示す2系統の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号107、207をそれぞれ波形整形フィルタ108、158を介して、直交変調器120により互いに直交する搬送波を変調する。

【0050】直交変調器120の出力は、図26(g)に示すような、搬送波軸が互いに直交し、かつ、時間的には常に2系統のいずれかの信号チャネルが存在し、請求項1の実施例4を示す図4の直交変調器120の出力

を示す図26(f)と異なり、出力ゼロ区間が存在しない送信波形を得る。なお、ここでは、波形整形フィルタの効果を省略し、また出力端子210の出力波形を各直交成分に分解したものを示している。以上のようなこの実施例15に示す変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明するように実施例19、実施例20を示す図27、図29の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。また、特に時間的に常に信号チャネルが存在するスペクトル拡散信号であるので、観測チャネル挿入に伴う包絡線変動に起因する増幅器の非直線性の影響を抑圧し、耐干渉特性が得られる。

【0051】また、タイミングオフセット201のオフセット量は信号チャネルと観測チャネルが交互になる値であればよく、図26(g)の場合には T_0 の整数倍であればよいが、具体的なオフセット量については、この発明で特に限定するものではない。今、タイミングオフセット量が送信データ間隔 T_s 以上の時には、2つの送信データの間でインターリーブによる効果、即ちバースト状に発生する誤りをランダムな誤りに変換する効果も期待できる。また、観測チャネル挿入回路105、155の挿入方法として、スペクトル拡散信号の単位パルス毎に T_0 時間幅の出力ゼロ区間の挿入を行っても、同じ目的を達成できることは言うまでもない。

【0052】実施例16. 図23は請求項2の発明の実施例16を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した請求項1の実施例3を示す図3の変調部のブロック構成図との相違点は、タイミングオフセット201を新たに設けて、変調部の2系統の一方の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号を制御量に応じた時間だけ遅延させるようにしたものである。直交変調器120の出力は実施例15と同様に、図26(g)に示す搬送波が互いに直交し、かつ時間的には常に2系統のいずれかの信号チャネルが存在し、出力ゼロ区間が存在しない送信信号となり、実施例15と同様の利点を有する。以上のような変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部は、後に説明するように実施例19、実施例20に示す図27、図29の復調部であり、検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0053】実施例17. 図24は請求項2の発明の実施例17を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した請求項1の実施例8を示す図8の変調部のブロック構成図との相違点は、タイミングオフセット201を新たに設けて、変調部の2系統の一方の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号を制御量に応じた時間だけ遅延させるようにしたものである。直交変調器120の出力は実施例15と同様に搬送波が互いに直交し、かつ時間的には常に2系統のいずれかの信号チャネルが存在し、出力ゼロ区間が存在しない

い送信信号となり、実施例15と同様の利点を有する。以上のような送信信号に対して、受信側では実施例19、20を示す図27、29の復調部において、それぞれ2系統のマッチドフィルタ、チャネルマッチドフィルタに、それぞれ一つのスペクトル拡散符号系列を用いることにより、後に説明するように検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0054】実施例18. 図25は請求項2の発明の実施例18を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。既に説明した請求項1の実施例7を示す図7の変調部のブロック構成図との相違点は、タイミングオフセット201を新たに設けて、変調部の2系統の一方の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号を制御量に応じた時間だけ遅延させるようにしたものである。直交変調器120の出力は実施例17と同様に搬送波が互いに直交し、かつ時間的には常に2系統のいずれかの信号チャネルが存在し、出力ゼロ区間が存在しない送信信号となり、実施例15と同様の利点を有する。

以上のような送信信号に対して、受信側では実施例19、20を示す図27、29の復調部において、それぞれ2系統のマッチドフィルタ、チャネルマッチドフィルタに、それぞれ一つのスペクトル拡散符号系列を用いることにより、後に説明するように検波信号に含まれる干渉波成分を抑圧することができる。

【0055】実施例19. 図27は請求項2の発明の実施例19を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。既に説明した実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。2系統の信号チャネルが互いに直交する搬送波で送信されるので、検波信号の同相軸および直交軸に対して動作する2系統の構成となる。送信側から2系統の信号チャネルが互いに時間的に重ならないように送信されるので、新たに設けたタイミングオフセット519によりタイミングを制御して、送信側の変調部の実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のタイミングオフセット201が制御する前の2系統の信号チャネルの相互の時間関係に戻す。図28は、図27のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。図28

(a)は受信信号の検波信号を示し、同相軸(I軸)と、直交軸(Q軸)の信号波成分に干渉波が混入している。ここで、波形整形フィルタの影響は省略している。ここで、2系統の信号チャネルのタイミング関係は、図26(g)に示したものと同じで、直交軸の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号のタイミングが T_0 だけオフセットされている例を示している。また、干渉波は信号の搬送波電力(搬送波ピーク電力)の100倍

(電圧比で10倍)の正弦波状とし、干渉波と信号波の中心周波数の差を $\{(\pi/4)/7\} \cdot T_s$ (但し、 T

sを送信データ間隔とする)とした例を示している。また、信号波成分を表す矩形パルス列は振幅が+1または-1であり、図中には振幅を10倍にスケールしたものを示している。図28(b)は検波信号の同相軸成分の第1のサンプラによるサンプル出力を示し、図28(c)は検波信号の直交軸成分の第2のサンプラによるサンプル出力を示す。図28(d)はタイミングオフセット519により、上記の図28(b)に示す同相軸成分の第1のサンプラによるサンプル出力をT₀だけオフセットした状態を示し、図28(c)は直交軸成分の第2のサンプラによるサンプル出力とのデータ相互の時間関係を元に戻した結果を示している。なお、以上は実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部の動作について説明したが、実施例17を示す図24、実施例18を示す図25のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号に対しても、復調部の2系統のマッチドフィルタ515、565のメモリに同一の送信側と同じスペクトル拡散符号系列を保持させることにより、この実施例と同様のことがいえる。

【0056】実施例20

図29は請求項2の発明の実施例20を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。既に説明した実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する他の構成の復調部である。2系統の信号チャンネルが互いに直交する搬送波で送信されるので、検波信号の同相軸および直交軸に対して動作する2系統の構成となる。送信側から2系統の信号チャンネルが互いに時間的に重ならないように送信されるので、新たに設けたタイミングオフセット519によりタイミングを制御して、送信側の変調部の実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のタイミングオフセット201が制御する前の2系統の信号チャンネルの相互の時間関係に戻す。タイミングオフセット519までの動作は、実施例19を示す図29の動作と同一であり図28(a)、(b)、(c)に示す各部の信号波形も同一である。タイミングオフセット出力520以降と、第2のサンプラ出力555以降の構成は、既に説明した実施例13を示す図19の第1、第2のサンプラ出力の305、355以降の構成と同一であり、各系統について、実施例12に詳細説明した操作を行うことにより、チャンネルマッチドフィルタによる相関検出後に残留する干渉波成分を相関キャンセラにより抑圧することができる。

【0057】なお、図28では波形整形フィルタの影響を省略したが、図22の送信側の変調部の波形整形フィルタ108と、図40の受信側の復調部の波形整形フィルタ502の総合の特性が単位矩形パルス長T₀に対し

てナイキスト条件を満たすような特性であれば、信号チャンネル、観測チャンネルのサンプラ時点において、両者は互いに影響を及ぼさないで図28の概念がそのまま適用できる。

【0058】なお、以上の実施例では、各系統の信号チャンネルのデータ変調方式はデジタル位相変調を例に上げ説明したが、送信データにより搬送波の周波数を変調するデジタル周波数変調、あるいは送信データにより搬送波の振幅を変調するデジタル振幅変調の場合も、同様である。

【0059】なお、受信信号には一般に干渉波の他に熱雑音等も含まれるが、熱雑音等の影響は相関検出の過程で拡散利得に応じて除去される。

【0060】

【発明の効果】以上のようにこの発明によれば、以下に記載されるような効果を奏する。送信側の変調部において、観測チャンネルを挿入して、信号チャンネルと観測チャンネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号により変調した変調波を得、受信側の復調部では、上記の変調波の検波信号について観測チャンネルのサンプル値から信号チャンネルに含まれる干渉波成分を推定し、信号チャンネルのサンプル値から上記の干渉波成分の推定値を差し引き、次いでマッチドフィルタにより相関検出を行うことにより、もしくは、上記の変調波の検波信号についてチャンネルマッチドフィルタにより相関検出を行い、次いで相関キャンセラにより相関タイミングを用いて信号チャンネルの相関検出値から信号チャンネルの相関検出値に残留する干渉波成分推定値を差引くことにより、干渉波と信号波の中心周波数に差がある場合、さらに干渉波とスペクトル拡散符号系列との相関特性と、干渉波と遅延させたスペクトル拡散符号系列との相関特性とが一致しないような場合でも、干渉波を抑圧できるスペクトル拡散通信装置を得ることができる。

【0061】また、送信側の変調部において、上記と同様の、観測チャンネルを挿入して、信号チャンネルと観測チャンネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号を2系統設け、2系統の信号チャンネルが互いに時間的に重ならないようタイミングを制御し、互いに直交する搬送波を変調した変調波を得、受信側の復調部では、上記の変調波の検波信号の2系統について、信号チャンネルの相互の時間関係を変調部におけるタイミング制御以前に戻し、2系統それぞれについて観測チャンネルのサンプル値から信号チャンネルに含まれる干渉波成分を推定し、信号チャンネルのサンプル値から上記の干渉波成分の推定値を差し引き、次いでマッチドフィルタにより相関検出を行うことにより、もしくは、上記の変調波の検波信号の2系統についてそれぞれチャンネルマッチドフィルタにより相関検出を行い、次いで相関キャンセラにより信号チャンネルの相関検出値に残留する干渉波成分を差引くことにより、干渉波と信号波の中心周波数に差がある場合、さらに干

渉波とスペクトル拡散符号系列との相関特性と、干渉波と遅延させたスペクトル拡散符号系列との相関特性とが一致しないような場合でも、干渉波を抑圧できる。さらに、変調器出力は時間的に常に信号チャネルが存在し、出力ゼロ区間がない波形をもつので、観測チャネル挿入にともなう包絡線変動に起因する増幅器の非直線性の影響を抑圧できるスペクトル拡散通信装置を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例1を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図2】この発明の実施例2を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図3】この発明の実施例3を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図4】この発明の実施例4を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図5】この発明の実施例5を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図6】この発明の実施例6を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図7】この発明の実施例7を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図8】この発明の実施例8を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図9】図1～図8のスペクトル拡散通信装置の変調部の動作を説明するための図である。

【図10】図1～図8のスペクトル拡散通信装置の変調部の動作を説明するための図である。

【図11】この発明の実施例9を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図12】この発明の実施例10を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図13】この発明の実施例11を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図14】図11、図12、図13のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。

【図15】図11、図12、図13のマッチドフィルタの内部構成図である。

【図16】この発明の実施例12を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図17】図16、図19、図20のチャネルマッチドフィルタの内部構成図である。

【図18】図16、図19、図20の相関キャンセラの内部構成図である。

【図19】この発明の実施例13を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図20】この発明の実施例14を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図21】図16のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。

【図22】この発明の実施例15を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図23】この発明の実施例16を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図24】この発明の実施例17を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図25】この発明の実施例18を示すスペクトル拡散通信装置の変調部のブロック構成図である。

【図26】図26(a), (b), (c), (d), (f)は図3～図6の動作を説明するための図である。図26(a), (b), (c), (d), (e), (g)は図22, 23の動作を説明するための図である。

【図27】この発明の実施例19を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図28】図27のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。

【図29】この発明の実施例20を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。

【図30】従来例のスペクトル拡散通信装置の復調部を示すブロック構成図である。

【図31】図30のスペクトル拡散通信装置の干渉波抑圧の概要を説明するための図である。

【図32】図30のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。

【符号の説明】

102 乗算器(第1の乗算器)

103 スペクトル拡散符号発生器(第1のスペクトル拡散符号発生器)

105 観測チャネル挿入器(第1の観測チャネル挿入器)

108 波形整形フィルタ(第1の波形整形フィルタ)

110 変調器

152 第2の乗算器

153 第2の拡散符号発生器

155 第2の観測チャネル挿入器

158 第2の波形整形フィルタ

120 直交変調器

201 タイミングオフセット

302 波形整形フィルタ(第1の波形整形フィルタ)

304 サンプラ(第1のサンプラ)

306 S/P(直並列変換器)(第1のS/P)

309 遅延器(第1の遅延器)

310 補間推定器(第1の補間推定器)

313 キャンセラ(第1のキャンセラ)

315 マッチドフィルタ(第1のマッチドフィルタ)

317 データ判定器(第1のデータ判定器)

352 第2の波形整形フィルタ

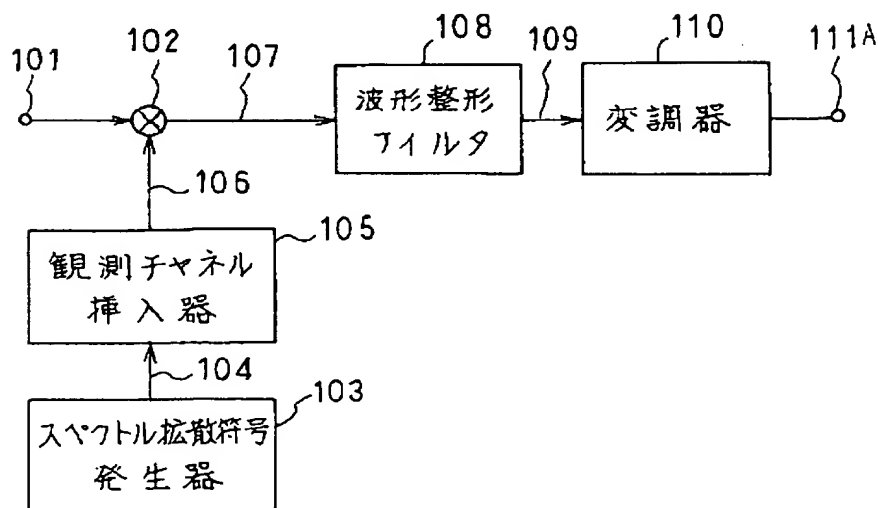
27

354 第2のサンプラ
 356 第2のS/P (直並列変換器)
 359 第2の遅延器
 360 第2の補間推定器
 363 第2のキャンセラ
 365 第2のマッチドフィルタ
 367 第2のデータ判定器
 370 加算器
 3150 メモリ
 3151 遅延器
 3152~3158 乗算器
 3159 加算器
 406 チャンネルマッチドフィルタ (第1のチャンネルマ
 ッチドフィルタ)
 4061 メモリ
 4062 遅延器
 4063~4069 乗算器
 4070 加算器
 408 遅延器 (第1の遅延器)
 415 相関キャンセラ (第1の相関キャンセラ)
 456 第2のチャンネルマッチドフィルタ
 458 第2の遅延器
 465 第2の相関キャンセラ

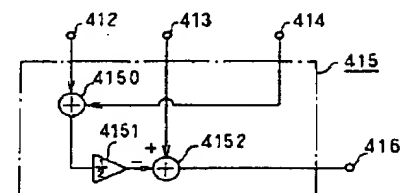
28

502 第1の波形整形フィルタ
 504 第1のサンプラ
 506 第1のS/P (直並列変換器)
 509 第1の遅延器
 510 第1の補間推定器
 513 第1のキャンセラ
 515 第1のマッチドフィルタ
 517 第1のデータ判定器
 519 タイミングオフセット
 10 552 第2の波形整形フィルタ
 554 第2のサンプラ
 556 第2のS/P (直並列変換器)
 559 第2の遅延器
 560 第2の補間推定器
 563 第2のキャンセラ
 565 第2のマッチドフィルタ
 567 第2のデータ判定器
 606 第1のチャンネルマッチドフィルタ
 608 第1の遅延器
 20 615 第1の相関キャンセラ
 656 第2のチャンネルマッチドフィルタ
 658 第2の遅延器
 665 第2の相関キャンセラ

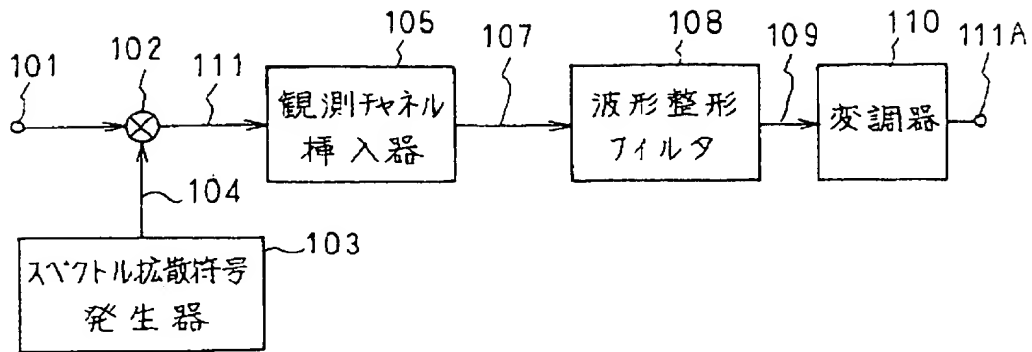
【図1】



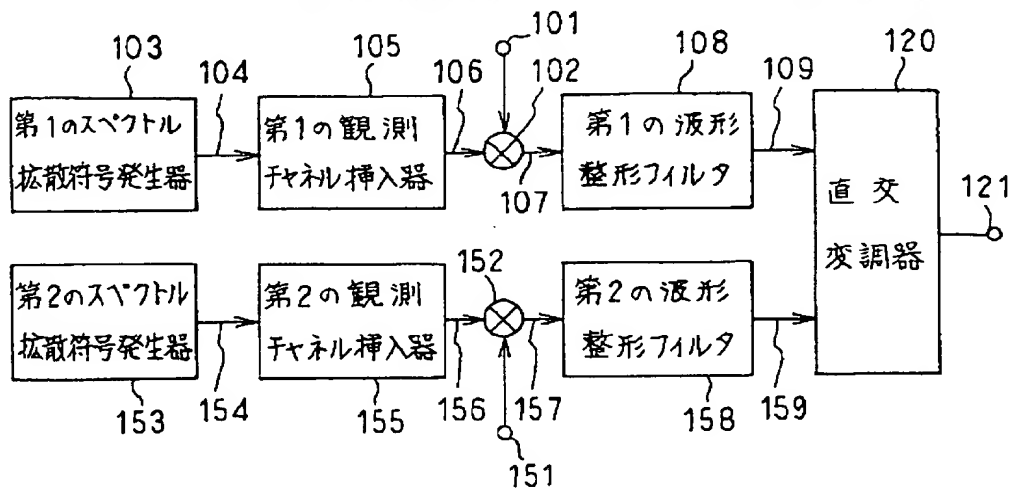
【図18】



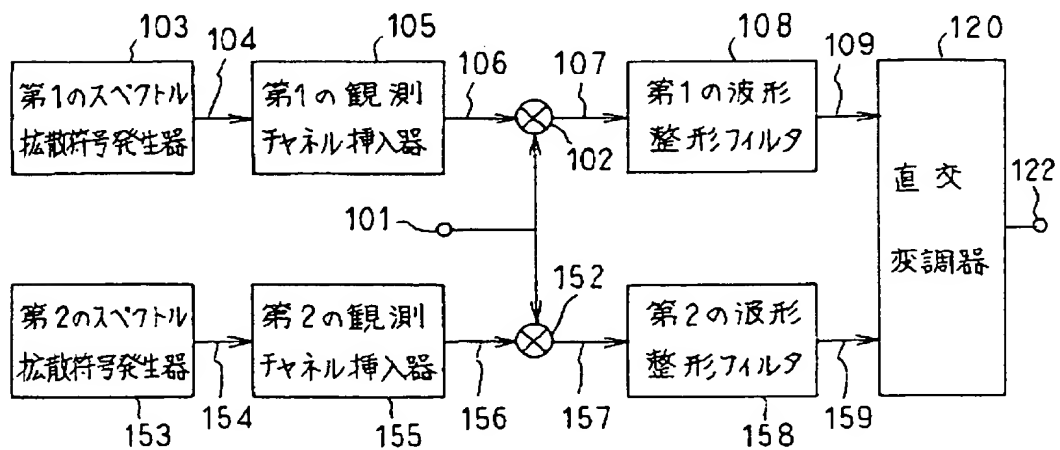
【図2】



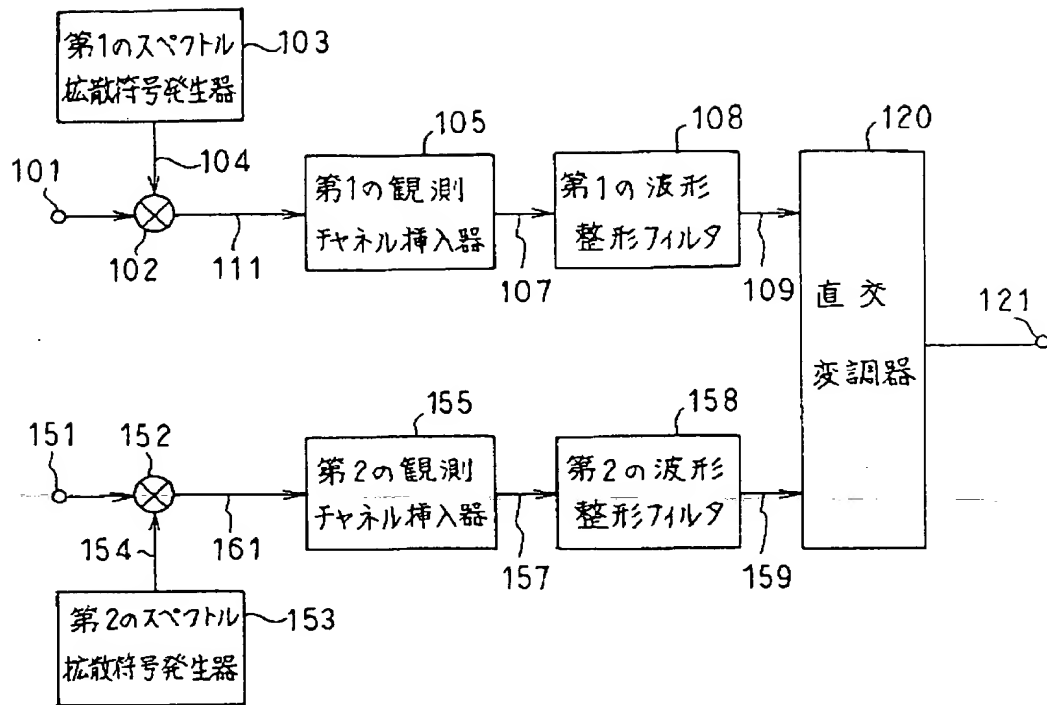
【図3】



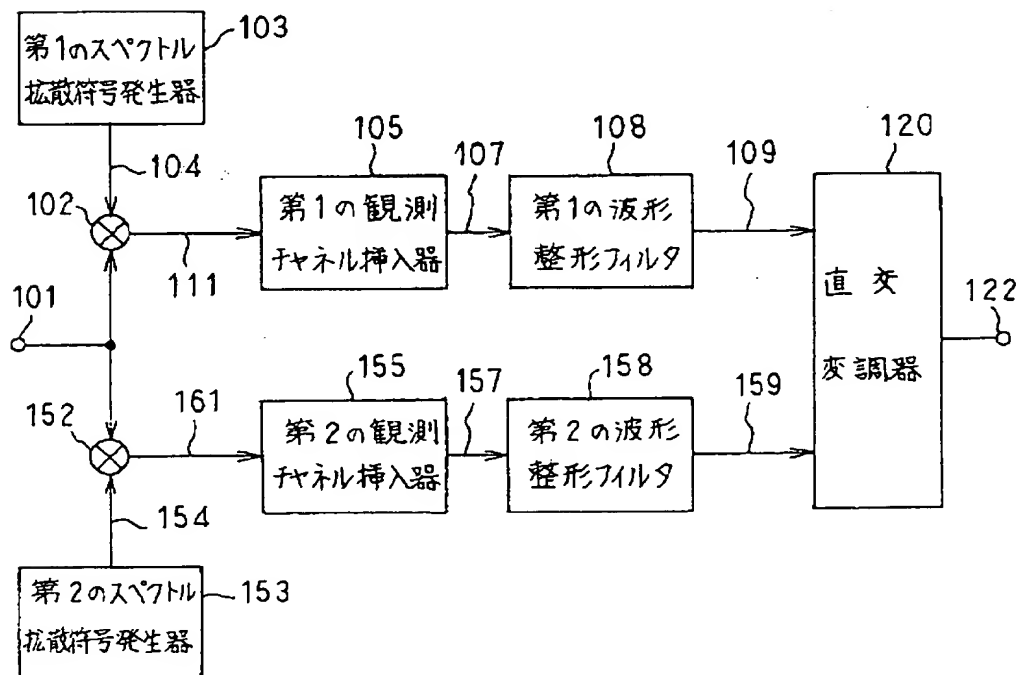
【図5】



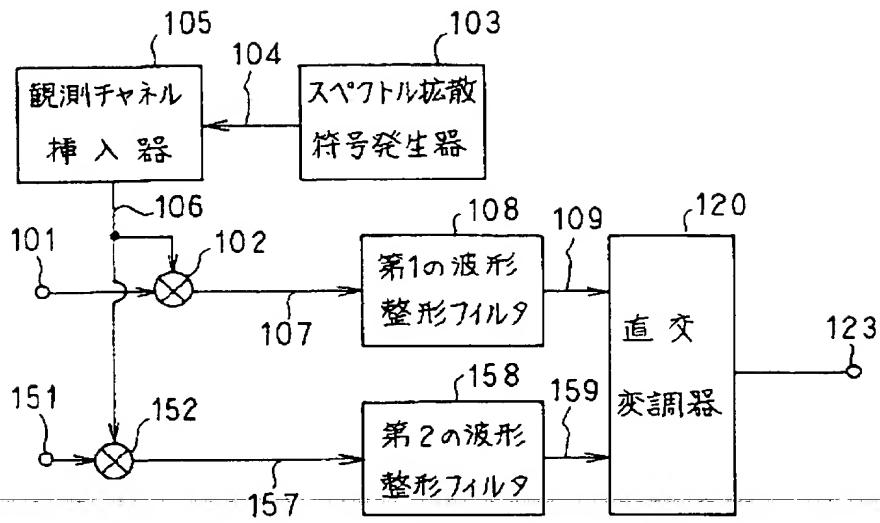
【図4】



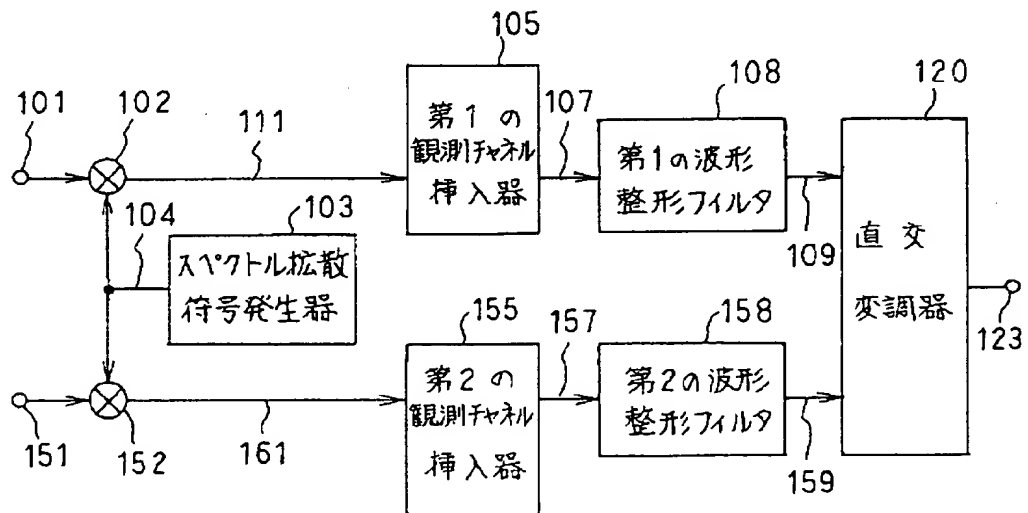
【図6】



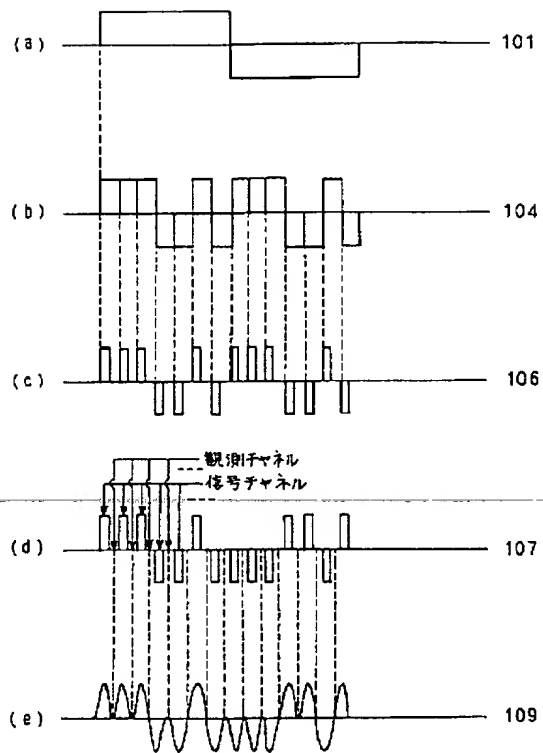
【図7】



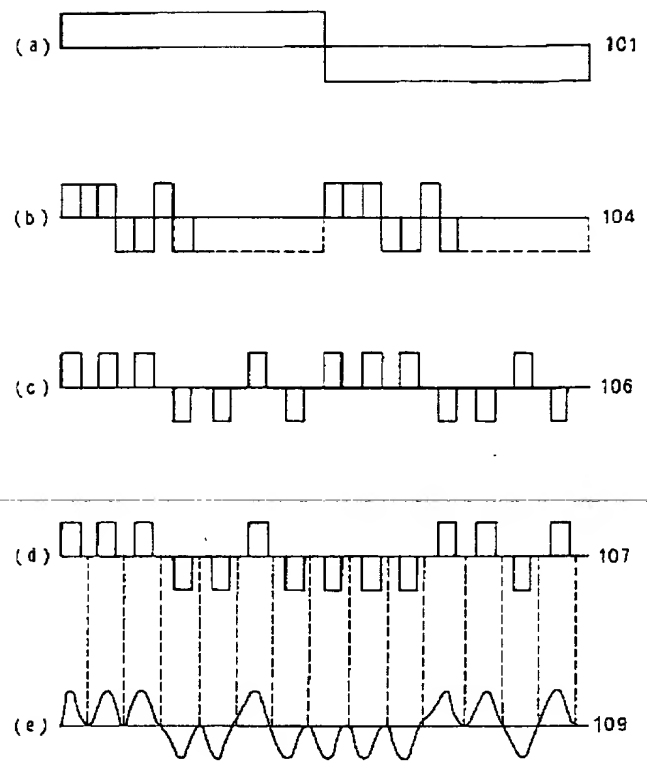
【図8】



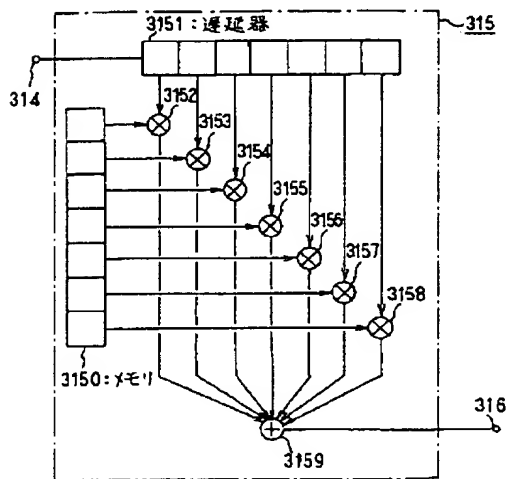
【図9】



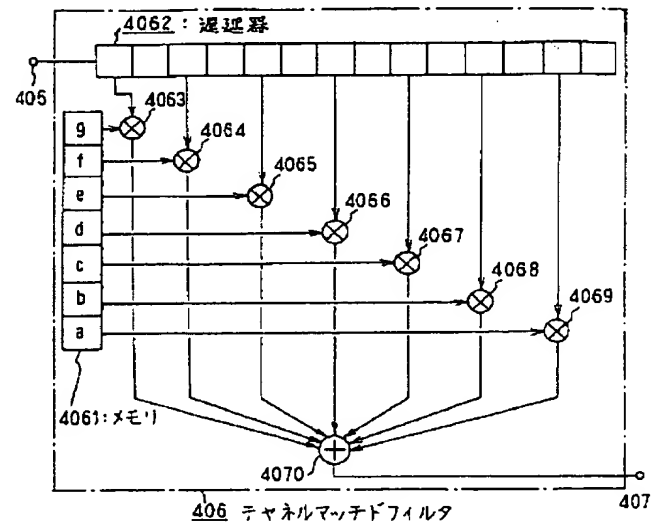
【図10】



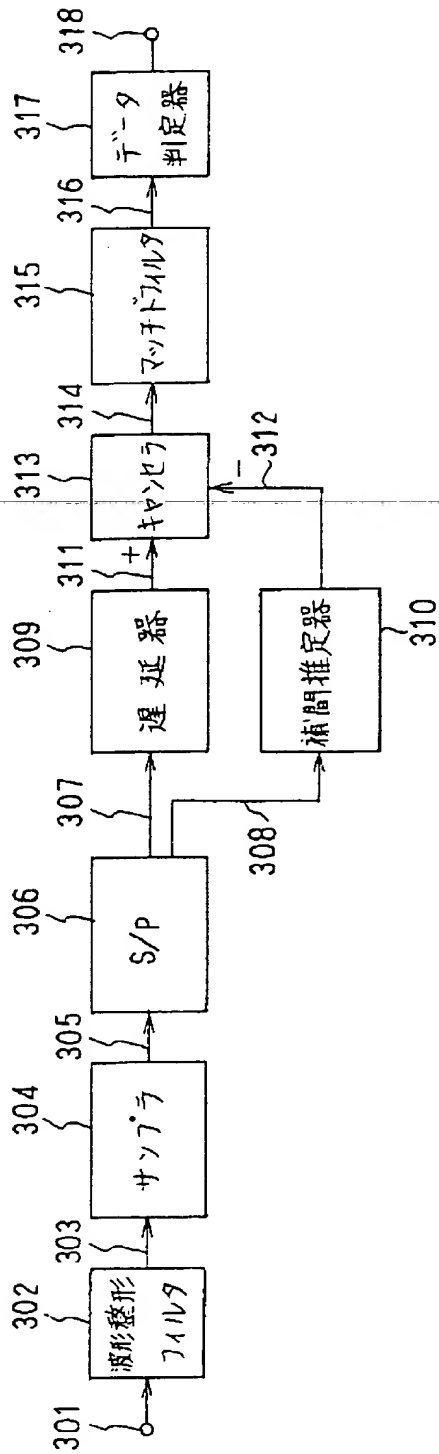
【図15】



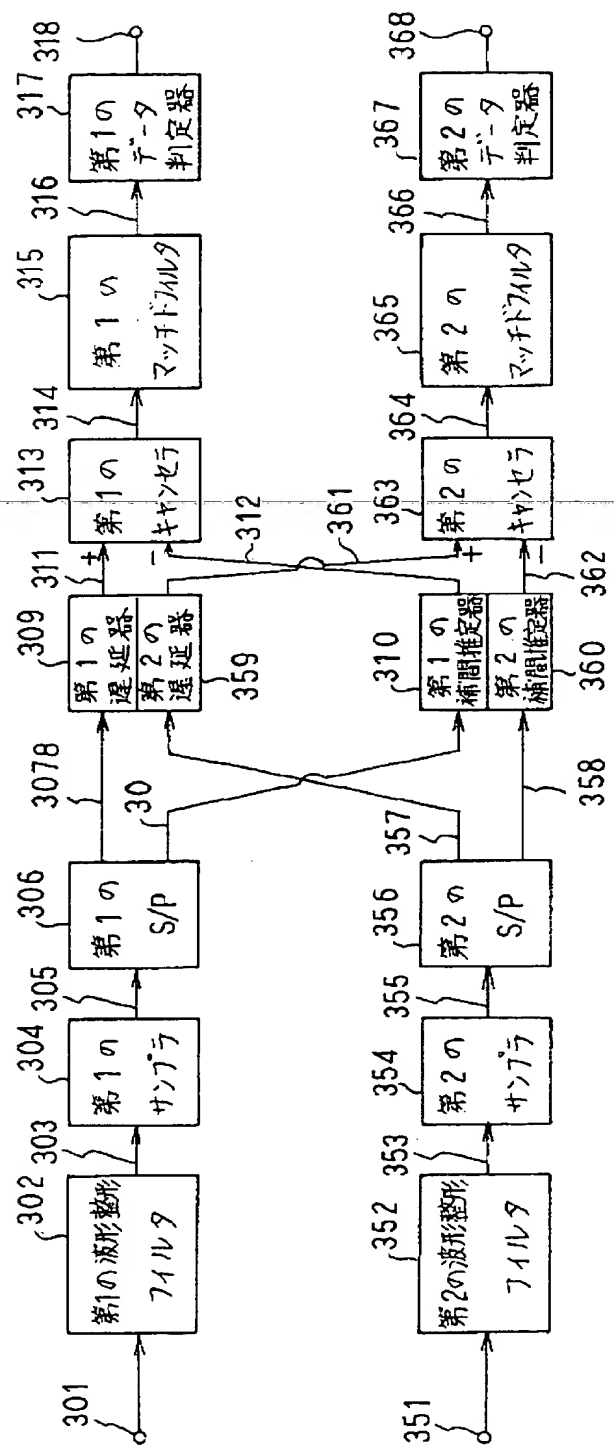
【図17】



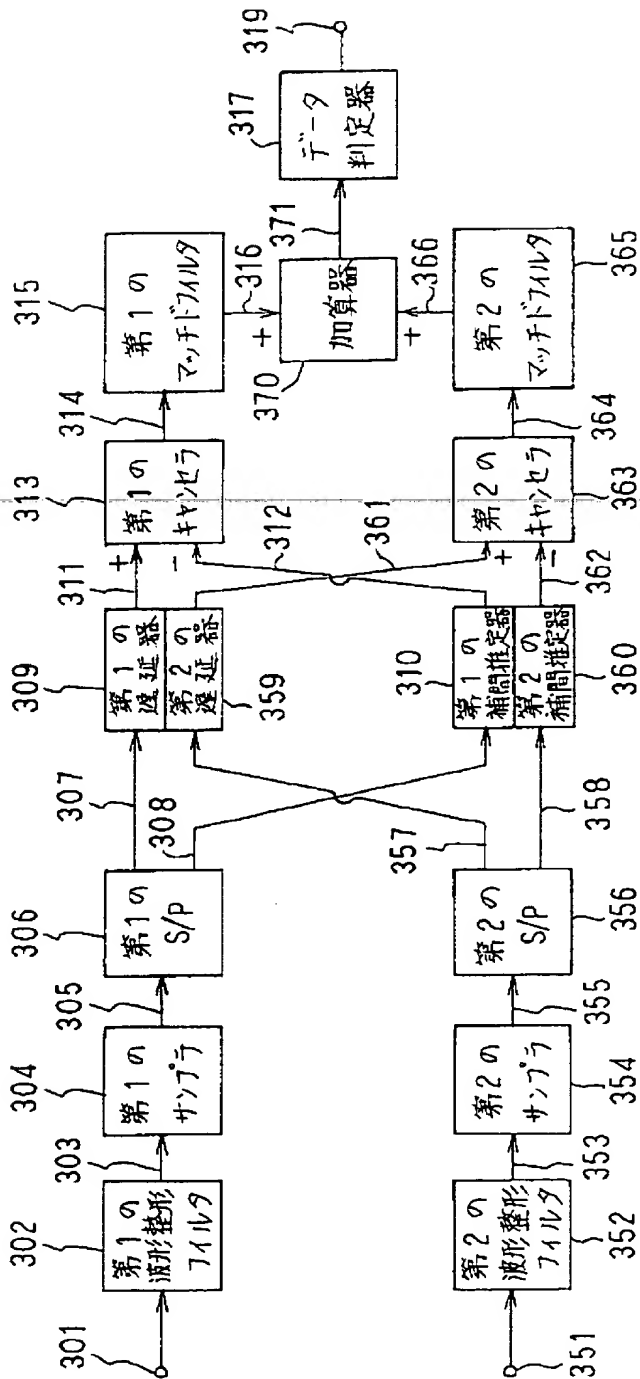
【図11】



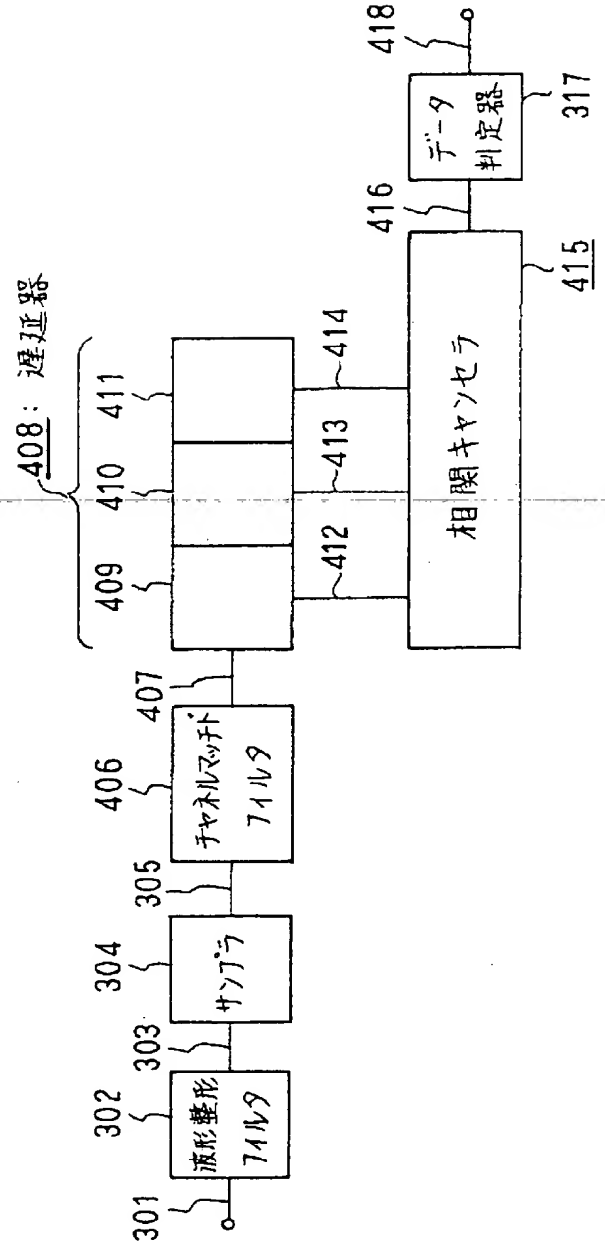
【図12】



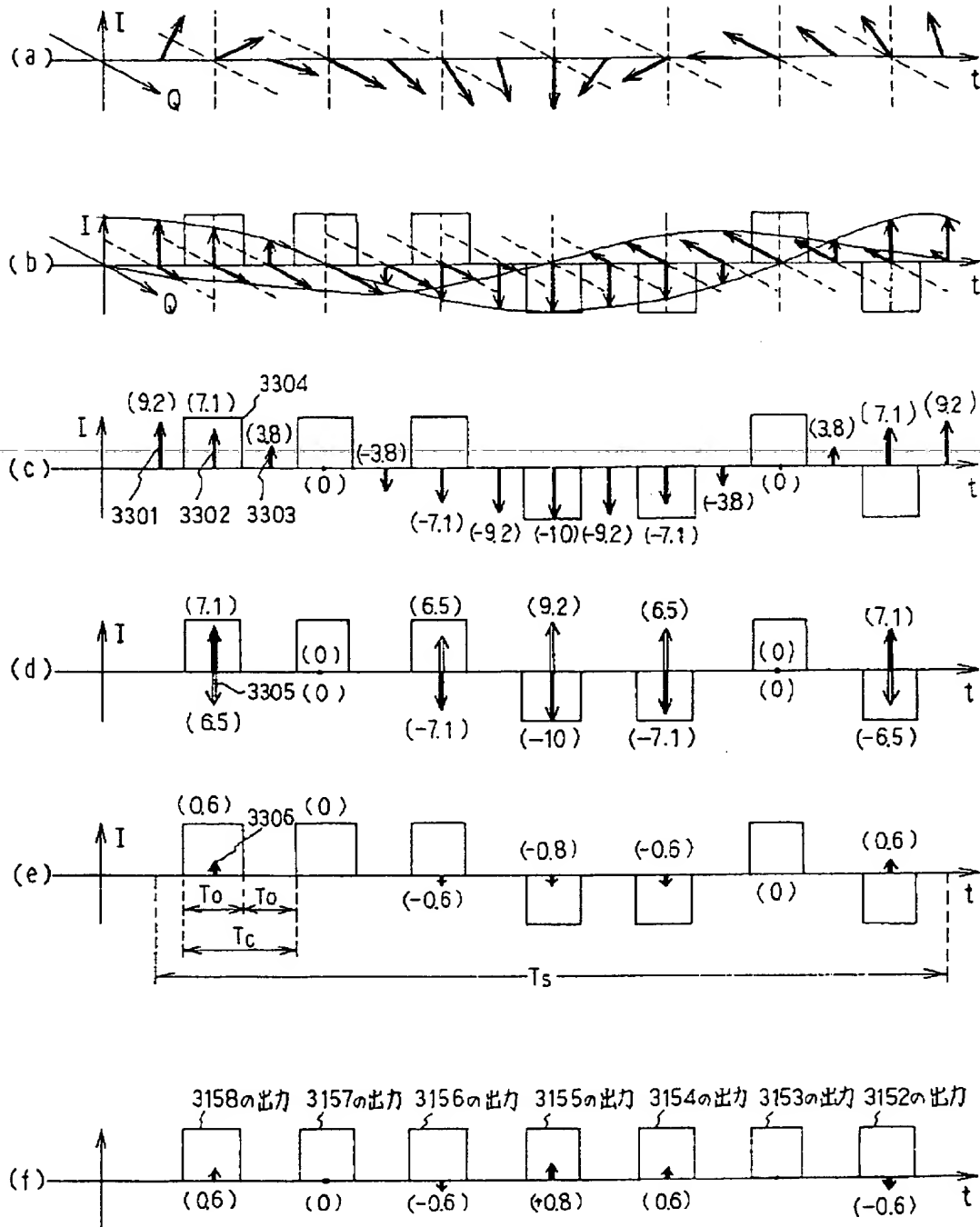
【図13】



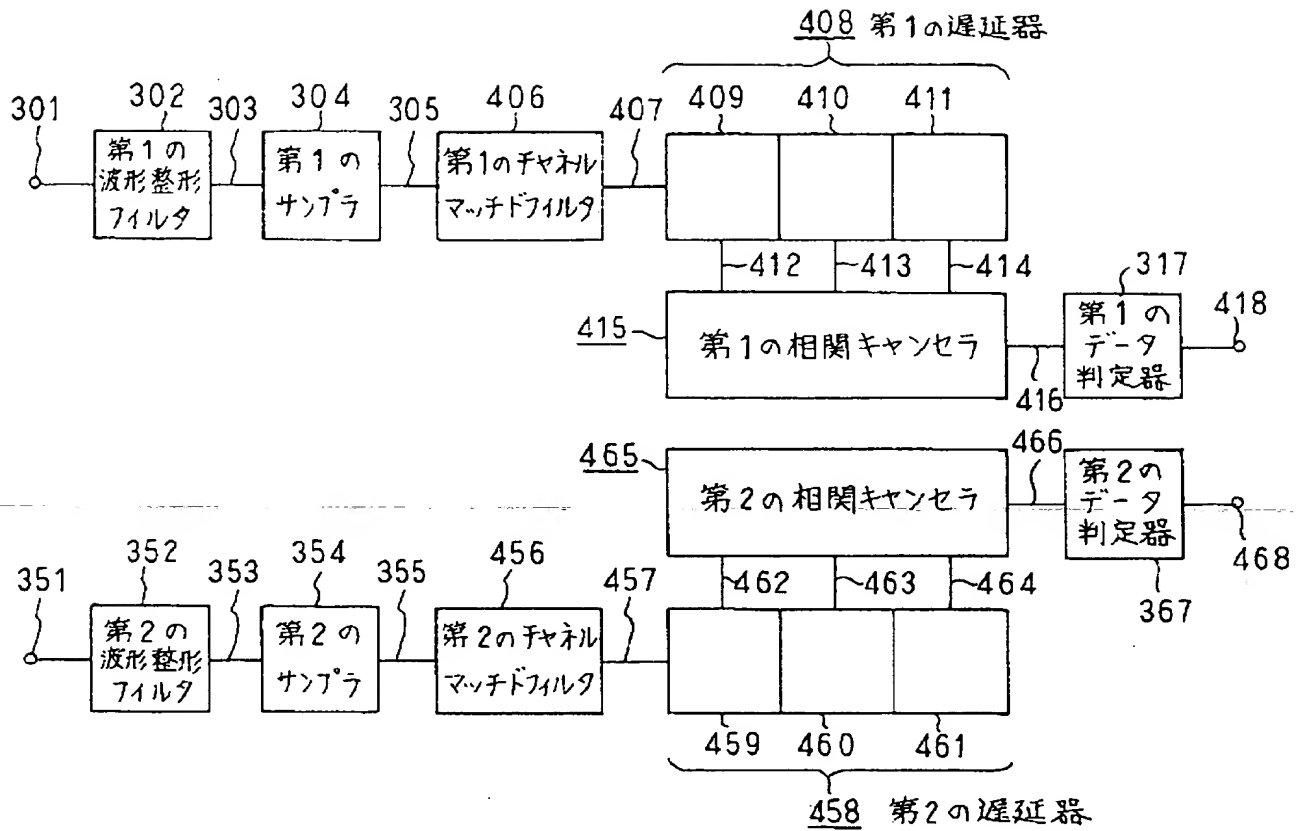
【図16】



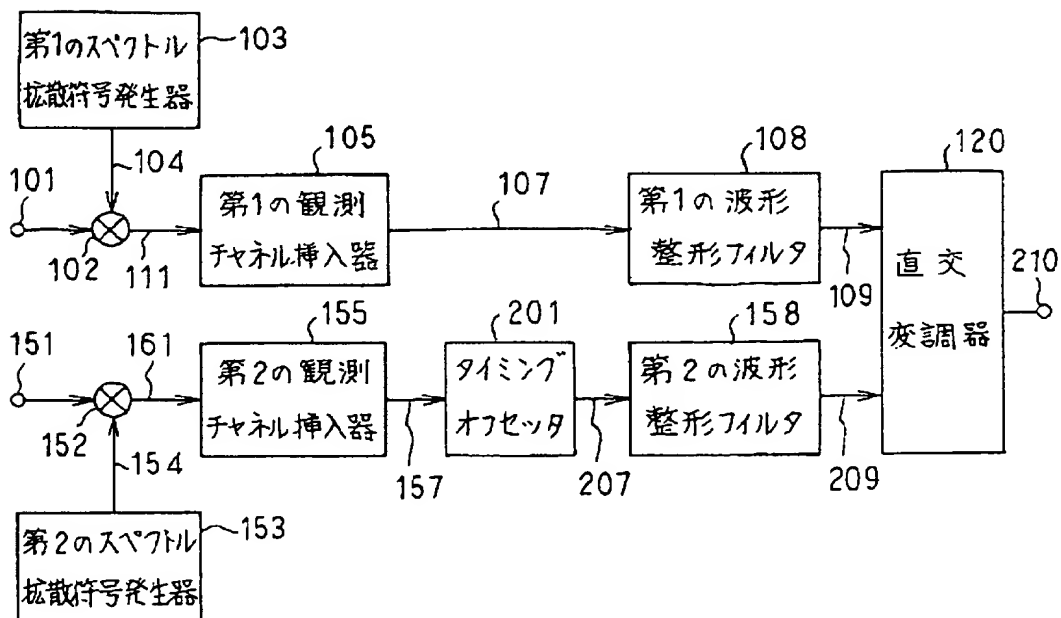
【図14】



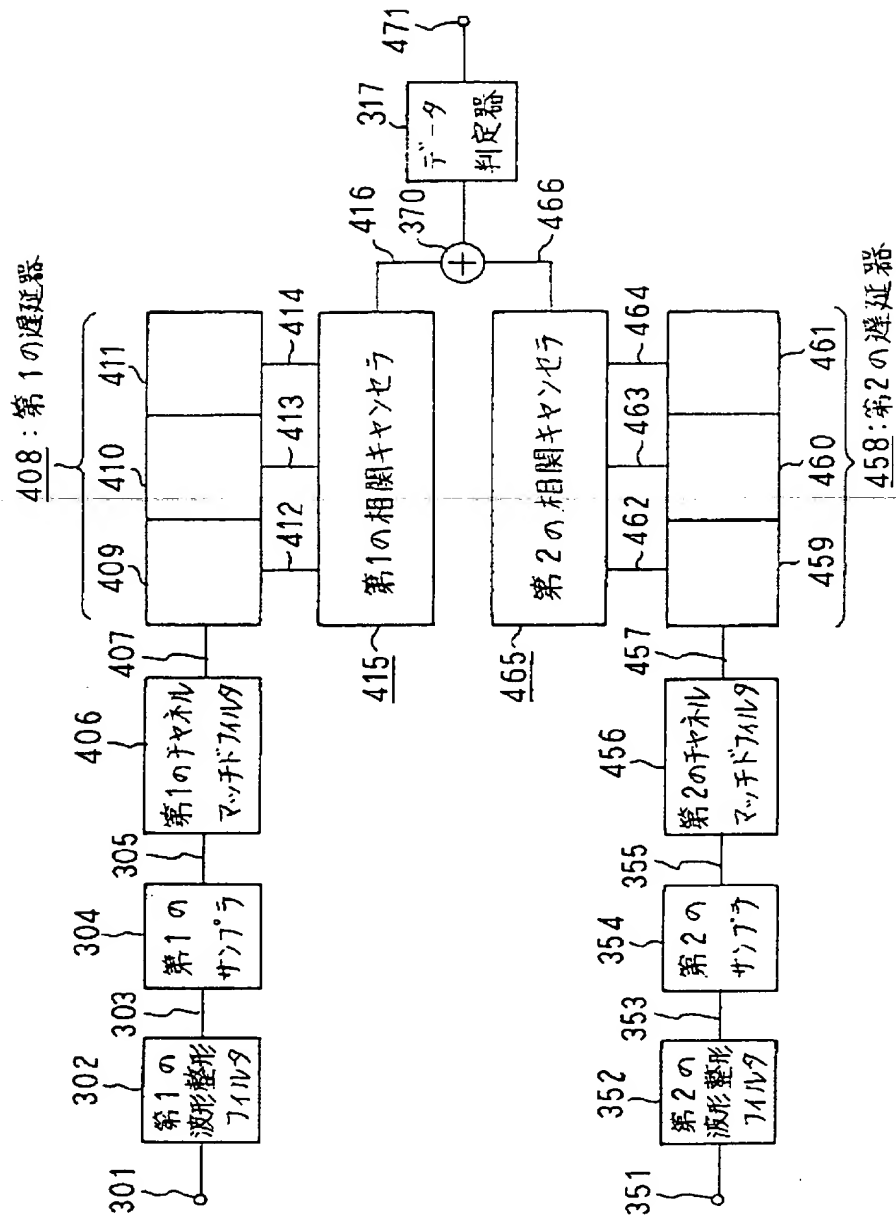
【図19】



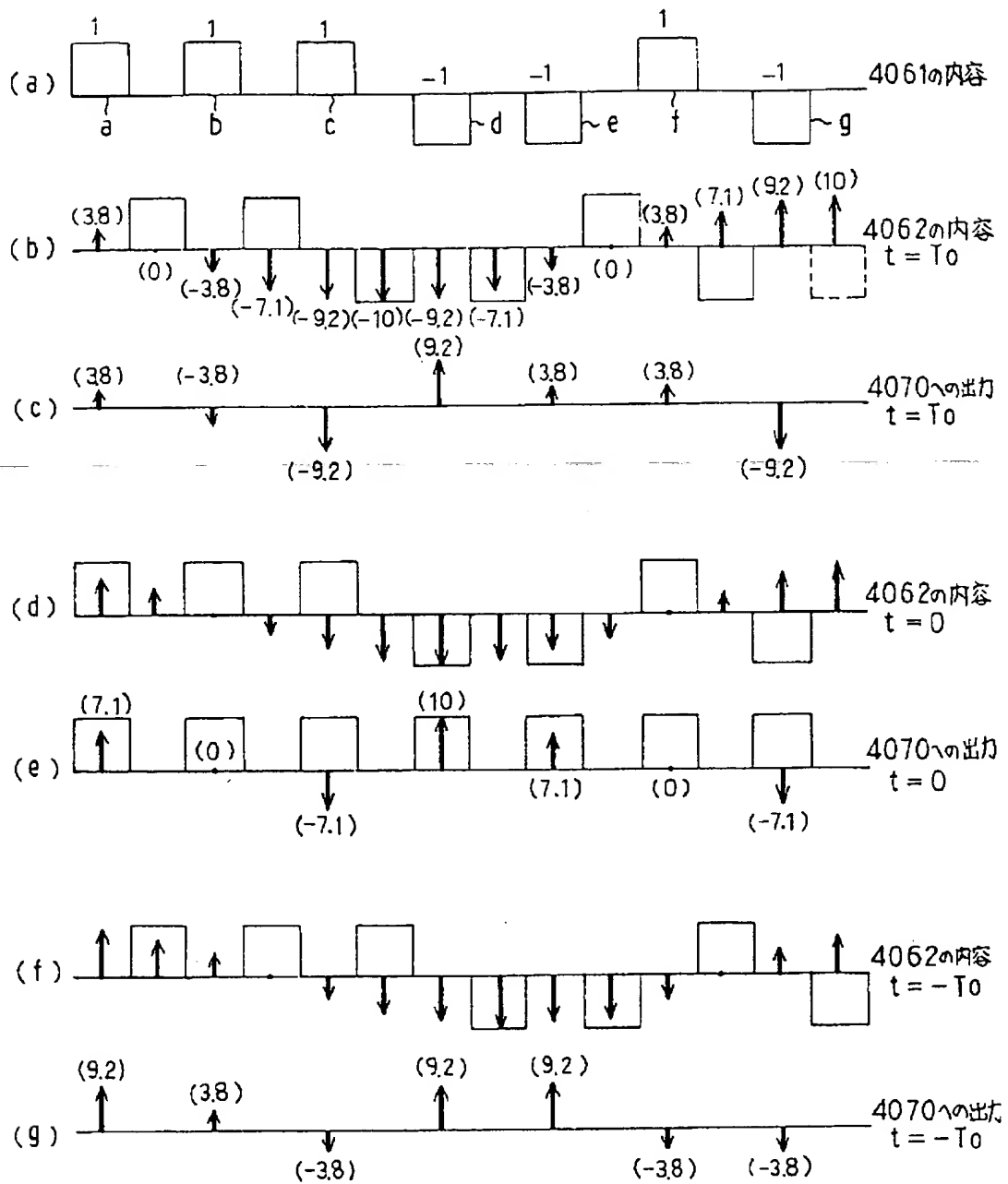
【図22】



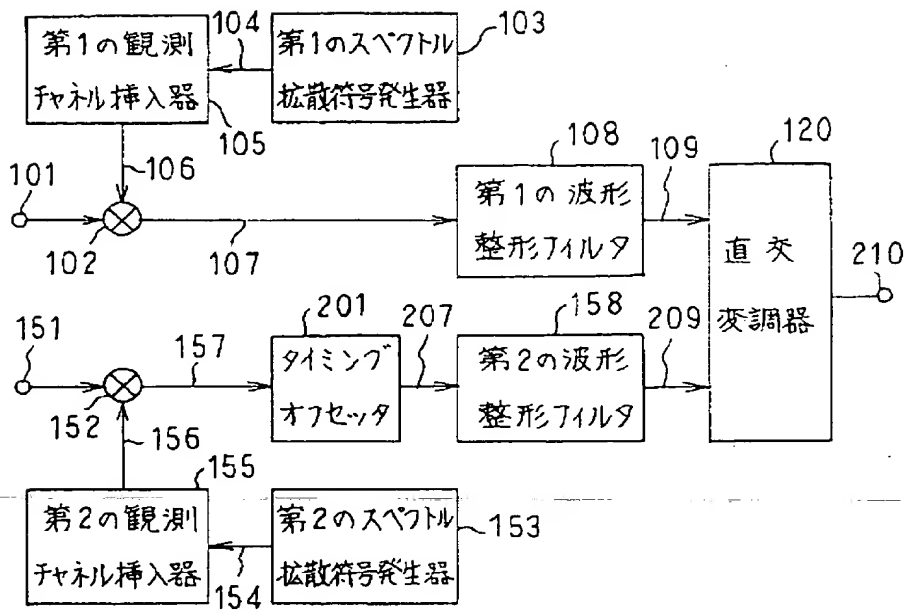
【図20】



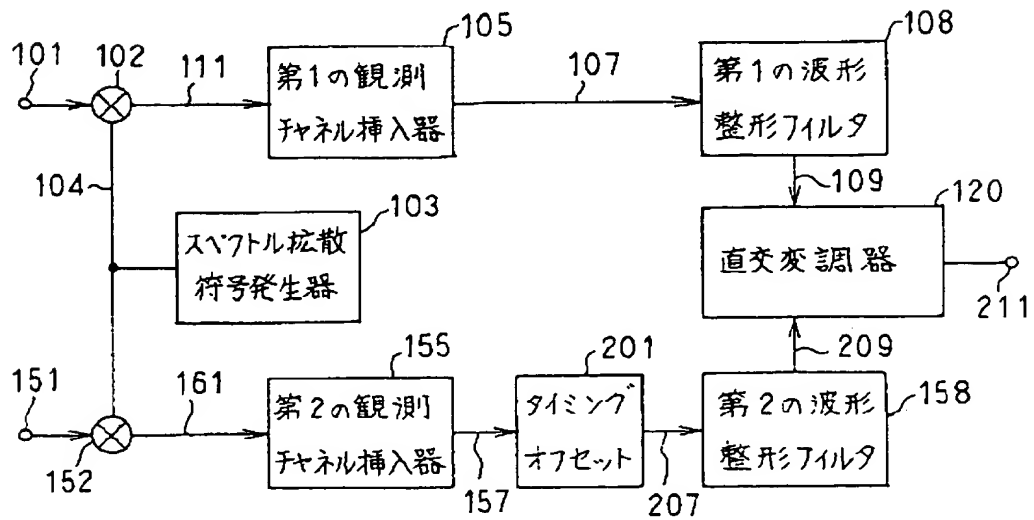
【図21】



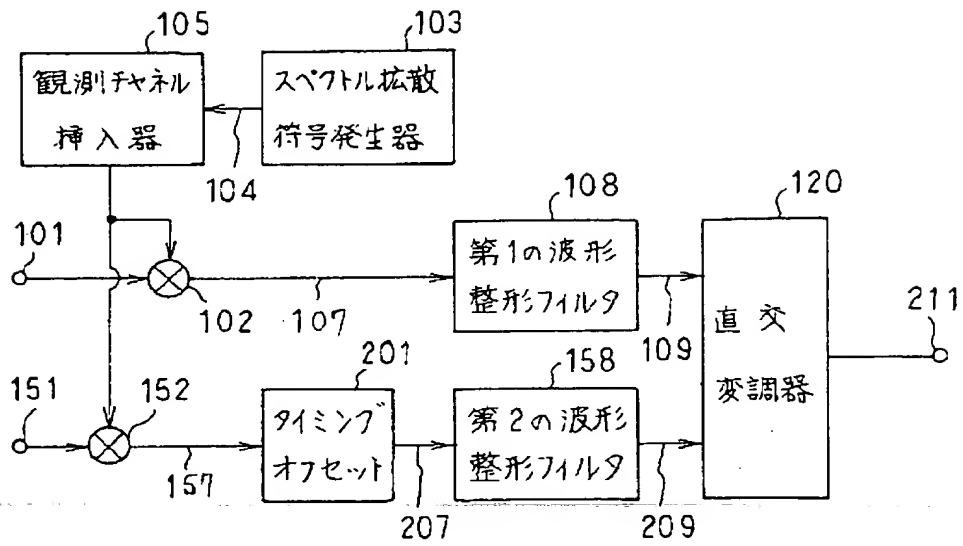
【図23】



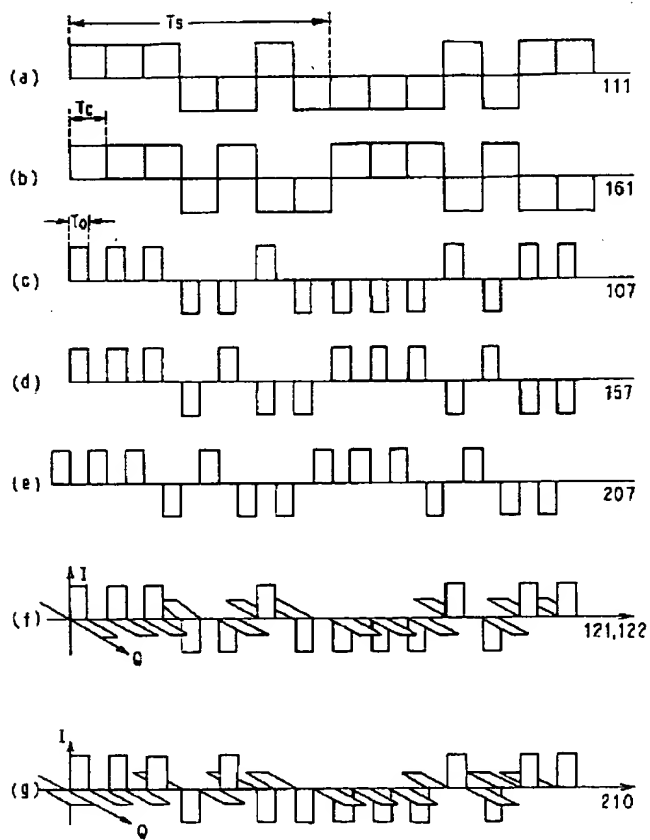
【図24】



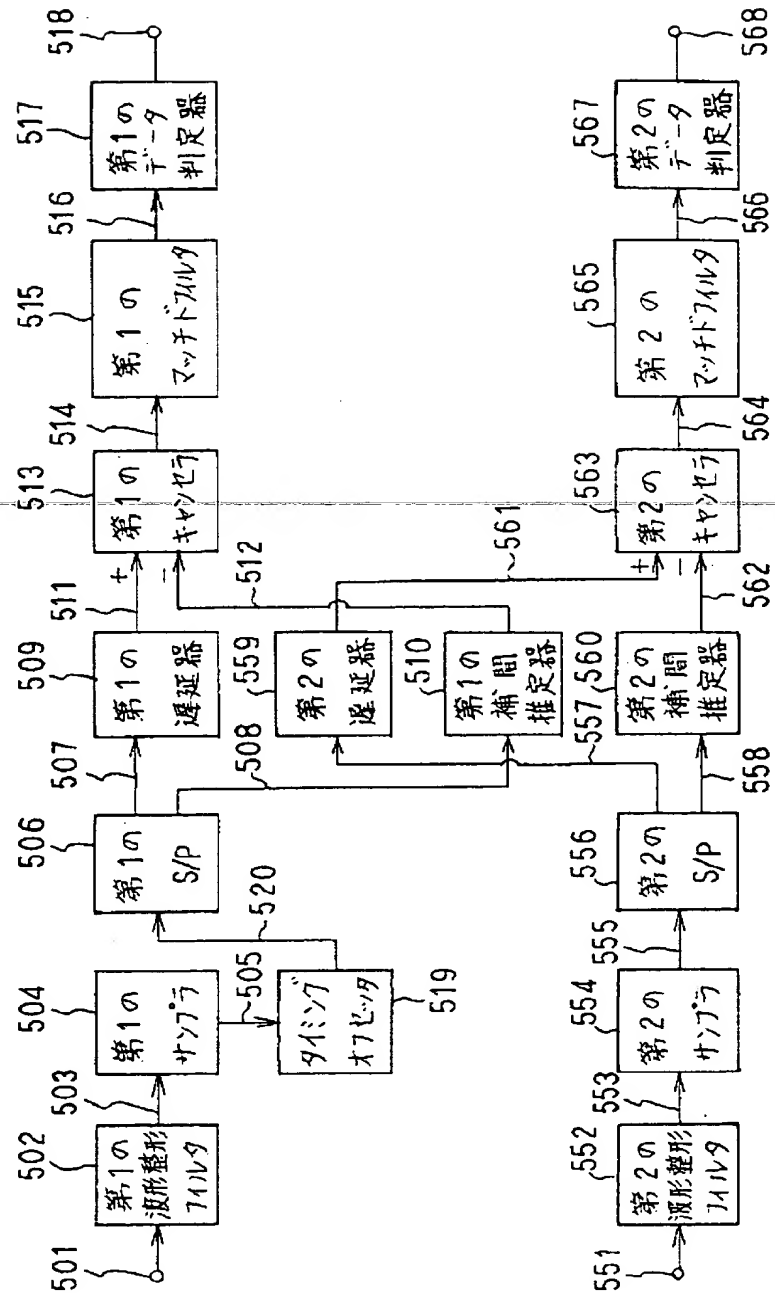
【図25】



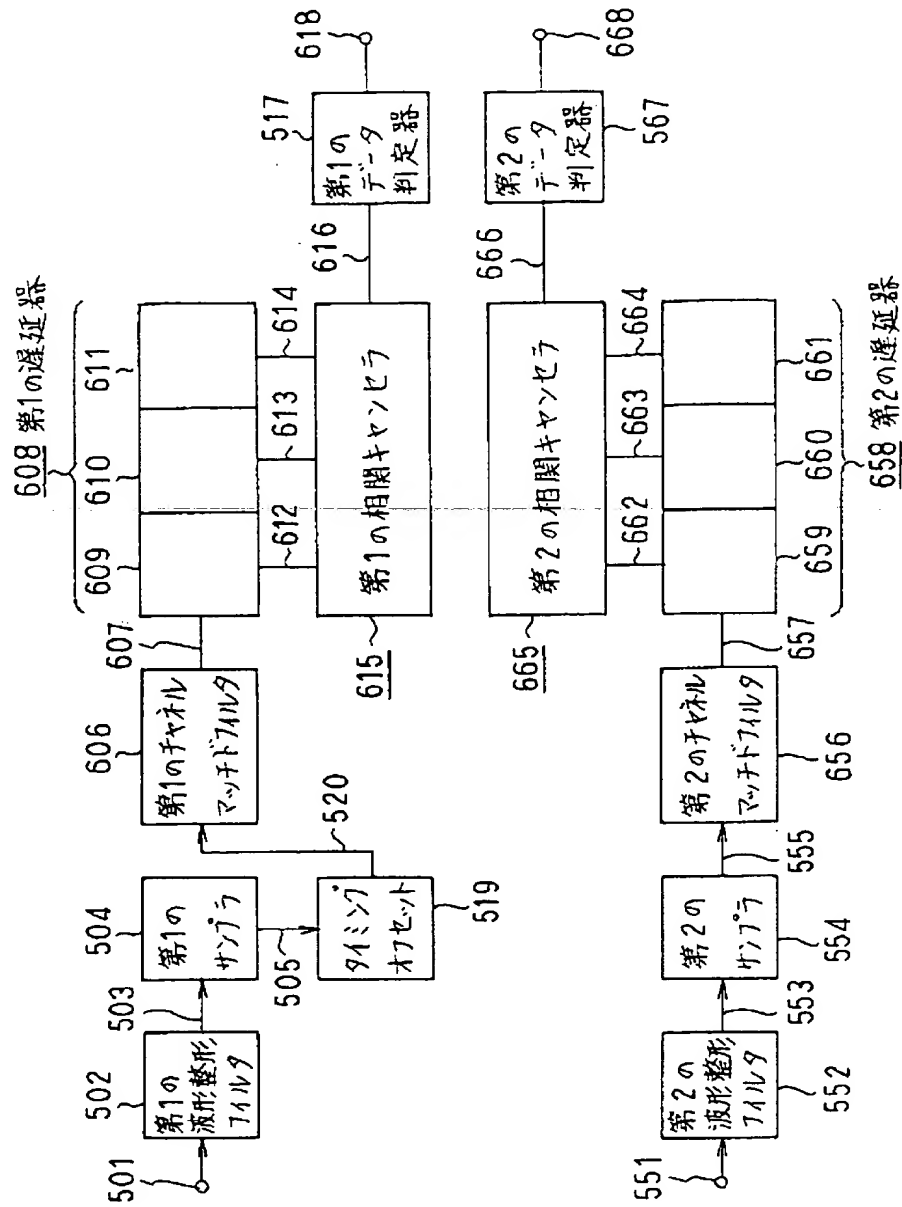
【図26】



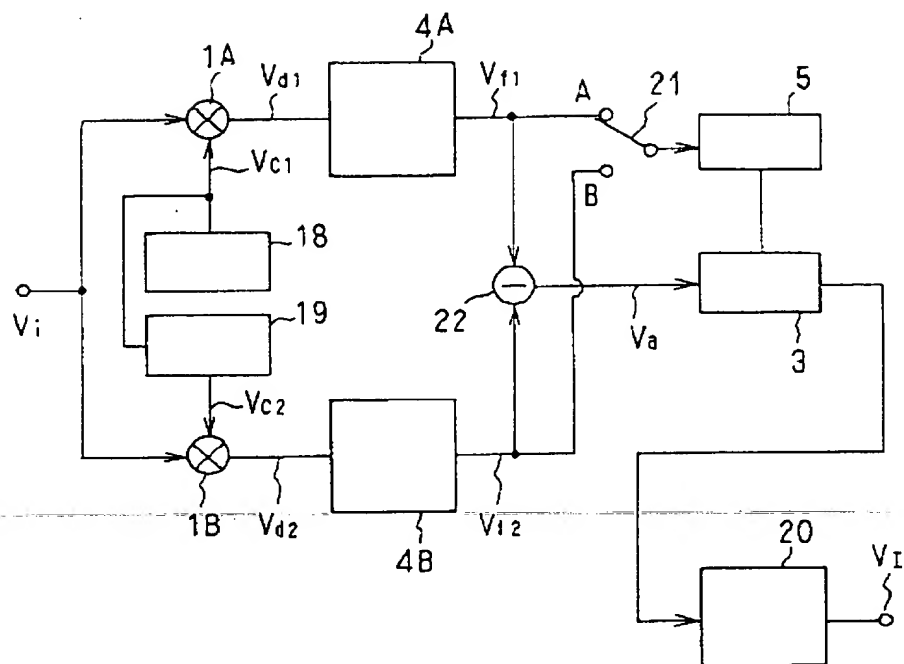
【図27】



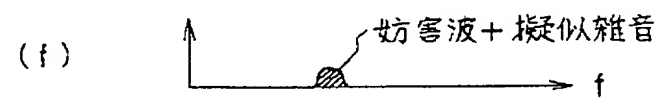
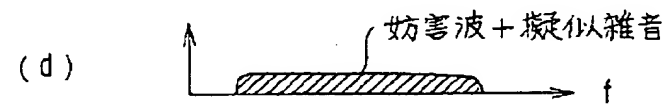
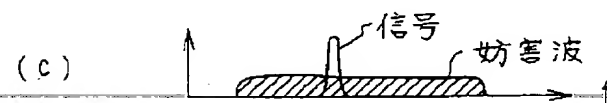
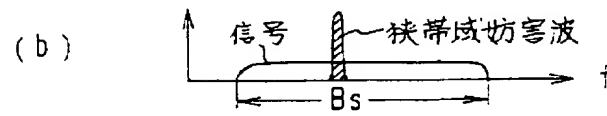
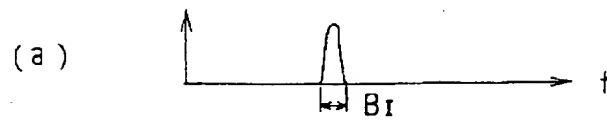
【図29】



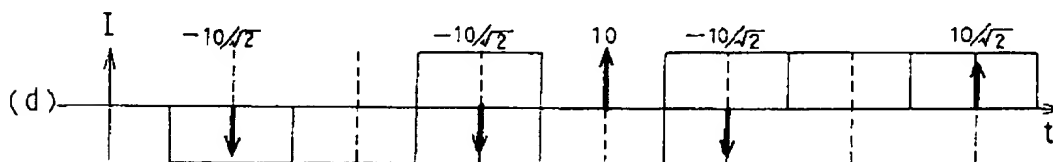
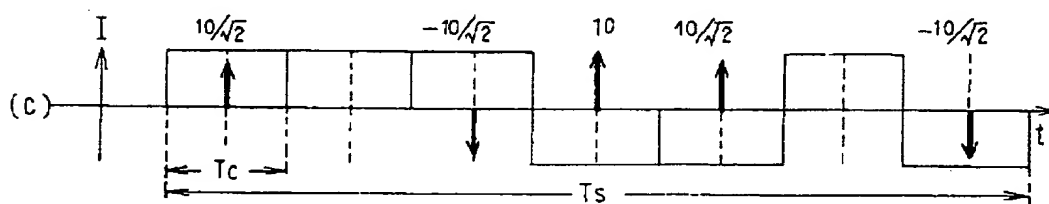
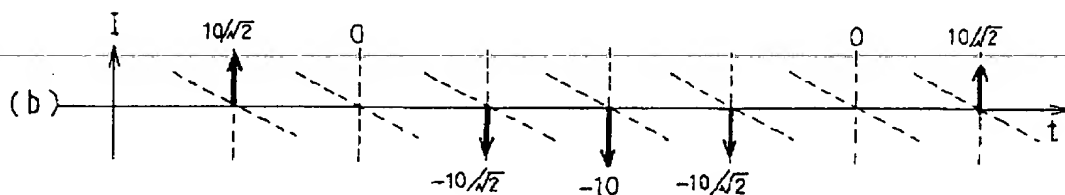
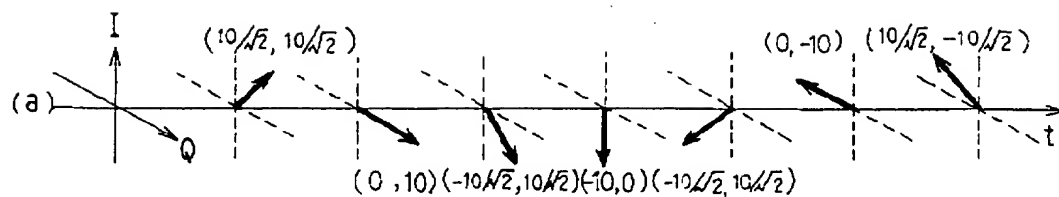
【図30】



【圖31】



【図32】



【手続補正書】

【提出日】平成4年3月9日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0010

【補正方法】変更

【補正内容】

【0010】

【作用】上記のように構成された請求項1の発明におけるスペクトル拡散通信装置は、送信側の変調部において、スペクトル拡散符号系列、もしくは送信データとス

ペクトル拡散符号系列を乗積して得るスペクトル拡散信号に、観測チャネルを挿入し、信号チャネルと観測チャネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号を生成して送信し、それを受信する受信側の復調部において、検波信号の信号チャネルには信号成分と混入した干渉波成分が存在し、観測チャネルには干渉波成分のみが存在するようになる。従って、上記の検波信号のサンプリング出力を信号チャネルと観測チャネルに分け、信号チャネルのサンプル値から、観測チャネルのサンプル値から推定手段により求めた信号チャネルに存在する干渉波成分推定値を差し引き、次いでマッチドフィルタにより送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行うことにより、もしくは、検波信号のサンプリング出力をチャネルマッチドフィルタにより送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を用いて相関検出を行い、次いで遅延器と相関キャンセルにより、信号チャネルの相関検出値から、相関タイミングに隣接するタイミングにおける観測チャネルの相関検出値から推定した信号チャネルの相関検出後に残留する干渉波成分を、差し引くことにより、干渉波と信号波の中心周波数に差がある場合を含みスペクトル拡散符号と干渉波の相関特性と、遅延させたスペクトル拡散符号と干渉波の相関特性とが一致しないような場合でも検波信号に混入する干渉波成分を抑圧することができる。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0028

【補正方法】変更

【補正内容】

【0028】なお、図1から図8までに図示していないが、送信データ、スペクトル拡散符号発生器、観測チャネル挿入器のタイミング関係は全て制御クロックによって制御されていることは言うまでもない。また、2系統の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号を用いる実施例3、実施例4、実施例7、実施例8では一方の系統をデータ変調用、他方の系統をパイロット信号の送信用に用いることもできる。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】変更

【補正内容】

【0032】次に、検波信号の信号チャネル、観測チャネルがサンプリング304によりサンプルされ、S/P変換器306により信号チャネルのサンプル値は遅延器309へ、観測チャネルのサンプル値は補間推定器310へ出力される。これは信号チャネルと観測チャネルが交互に送信されるので1ビット/2ビットのS/P変換器で実現できる。補間推定器310は例えば加算器、乗算器、あるいはディジタル・シグナルプロセッサ(DS

P)、CPU等を有して構成され、観測チャネルの干渉波成分サンプル値から信号チャネルのサンプル値に含まれる干渉波成分を補間推定する。補間推定の方法として、直線補間を例にとりて説明する。直線補間とは、信号チャネルの前後の観測チャネルの干渉波成分サンプル値の平均値を、該信号チャネルに含まれる干渉波成分の推定値とする方法である。今、図14(c)の信号成分3304に含まれる干渉成分3302の推定値は、その前後の観測チャネルの干渉成分サンプル値3301、3303の平均値で与えられ、次の値になる。

$$(9.2 + 3.8) / 2 = 6.5$$

他の信号チャネルに含まれる干渉波成分も同様に補間推定される。遅延器309は、補間推定値が出力されるまでの時間、信号チャネルのサンプル値を保持する。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0035

【補正方法】変更

【補正内容】

【0035】図14では帯域制限の影響を省略して示したが、いま、送信側の変調部の、例えば図1の波形整形フィルタ108と、受信側の復調部の図11の波形整形フィルタ302の総合特性が、単位パルス長 T_0 に対してナイキスト条件を満たすような特性であれば、信号チャネル、観測チャネルの中央点において両者は互いに帯域制限による影響を及ぼさないので、図14の概念がそのまま適用できる。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0042

【補正方法】変更

【補正内容】

【0042】次に動作について説明する。図21は図16のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。ここでは波形整形フィルタの影響を省略している。図21(a)は図17のチャネルマッチドフィルタ406のメモリ4061の内容を示しており、送信側と同一のスペクトル拡散符号系列を記憶している。ここでは、系列長7のM系列を用いた例について示しているが、系列長によりメモリ4061、遅延器4062の段数もそれに応じた段数とする。図21(b), (d), (f)に、 $t = -T_0$, $t = 0$, $t = T_0$ の3時刻における遅延器4062の内容を示し、図21(c), (e), (g)に、乗算器4063ないし4069の出力(加算器4070への出力)を示す。ここで、 $t = 0$ はタイミング再生系で生成する再生タイミングに相当する。図21(a)の4061の内容に付した記号a~gのそれぞれが、図17のメモリ4061に付した記号の段に保持されていることを示している。図21(b), (d), (f)において、サンプル値の

干渉波成分をベクトルで示し、スペクトル拡散信号を矩形パルスで示している。ここで、矩形パルス列の振幅は+1、-1であり、図中には10倍にスケールして示している。図中の()内の数値は干渉波成分の振幅値を示す。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0043

【補正方法】変更

【補正内容】

【0043】図17に示すチャンネルマッチドフィルタ *

-1.6 (干渉波成分)

10.0 (干渉波成分) + 7.0 (信号成分)

20.0 (干渉波成分)

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0044

【補正方法】変更

【補正内容】

【0044】図16において時刻 $t=0$ のチャンネルマッチドフィルタ出力が遅延器408の段410に保持される時、桁411、409には時刻 $t=-T_0$ 、 T_0 のチャンネルマッチドフィルタ出力が保持される。従って、相関キャンセラ415において図16、図18の回路構成により、加算器4152に+の極性で入力されるのは、10.0 (干渉成分) + 7.0 (信号成分) であり、同じく加算器4152に-の極性で入力されるのは、

$\{(-1.6) + 20.0\} (1/2) = 9.2$ (干渉波成分)

となり、加算器4152出力 (相関キャンセラ415出力) では、

0.8 (干渉波成分) + 7.0 (信号成分)

となる。従って、時刻 $t=0$ において相関検出後に残留していた10.0の干渉波が、0.8まで抑圧される。一方、信号成分は相関キャンセラの影響を受けていない。この実施例12の相関キャンセラ415は、相関パルスの生ずる時間毎に動作すればよく、実施例9と比較して信号処理が容易になる。また相関パルス単位での推定は、相関パルス自体に平均操作が含まれるので、精度よく干渉波成分の除去ができる。なお、図21では波形整形フィルタの影響を省略したが、例えば図1の送信側の変調器の波形整形フィルタ108と、図16の受信側の復調器の波形整形フィルタ302の総合特性が単位矩形パルス長 T_0 に対してナイキスト条件を満たすような特性であれば、信号チャンネル、観測チャンネルのサンプル時点において両者は互いに帯域制限による影響を及ぼさないで図21の概念がそのまま適用できる。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

*は、信号チャンネルと観測チャンネルとが交互に存在するスペクトル拡散信号に対して相関検出を行えるように遅延器からのタップ出力を一つおきに構成している点が、図15に示すマッチドフィルタの構成と異なる。従って、図21に示すように加算器4070への出力は遅延器の内容のうち乗算器に結線されている桁のみで、4061の内容 (この例では系列長7のM系列である) の極性に従って4062の内容の極性が決定される。加算器4070では各乗算器出力を極性を含めて同一時刻で加算し総和を求める。図21(c), (e), (g)それぞれの総和は以下の値となる。

($t=T_0$ のとき)

($t=0$ のとき)

($t=-T_0$ のとき)

【補正対象項目名】0051

【補正方法】変更

【補正内容】

【0051】また、タイミングオフセット201のオフセット量は信号チャンネルと観測チャンネルが交互になる値であればよく、図26(g)の場合には T_0 の整数倍であればよいが、具体的なオフセット量については、この発明で特に限定するものではない。なお、タイミングオフセット量が送信データ間隔 T_s 以上の時には、2つの送信データの間でインターリーブによる効果、即ちバースト状に発生する誤りをランダムな誤りに変換する効果も期待できる。また、観測チャンネル挿入回路105、155の挿入方法として、スペクトル拡散信号の単位パルス毎に T_0 時間幅の出力ゼロ区間の挿入を行っても、同じ目的を達成できることは言うまでもない。

【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0055

【補正方法】変更

【補正内容】

【0055】実施例19。図27は請求項2の発明の実施例19を示すスペクトル拡散通信装置の復調部のブロック構成図である。既に説明した実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部である。2系統の信号チャンネルが互いに直交する搬送波で送信されるので、検波信号の同相軸および直交軸に対して動作する2系統の構成となる。送信側から2系統の信号チャンネルが互いに時間的に重ならないように送信されるので、新たに設けたタイミングオフセット519によりタイミングを制御して、送信側の変調部の実施例15を示す図22、もしくは実施例16を示す図23のタイミングオフセット201が制御する前の2系統の信号チャンネルの相互の時間関係に戻す。図28は、図27のスペクトル拡散通信装置の復調部の干渉波の抑圧動作を説明するための図である。図28

(a) は受信信号の検波信号を示し、同相軸 (I 軸) と、直交軸 (Q 軸) の信号波成分に干渉波が混入している。ここで、波形整形フィルタの影響は省略している。ここで、2 系統の信号チャネルのタイミング関係は、図 26 (g) に示したものと同じで、直交軸の観測チャネルを挿入したスペクトル拡散信号のタイミングが T_0 だけオフセットされている例を示している。また、干渉波は信号の搬送波電力 (搬送波ピーク電力) の 100 倍 (電圧比で 10 倍) の正弦波状とし、干渉波と信号波の中心周波数の差を $\{(\pi/4)/7\} \cdot T_s$ (但し、 T_s を送信データ間隔とする) とした例を示している。また、信号波成分を表す矩形パルス列は振幅が +1 または -1 であり、図中には振幅を 10 倍にスケールしたものを示している。図 28 (b) は検波信号の同相軸成分の第 1 のサンプラによるサンプル出力を示し、図 28 (c) は検波信号の直交軸成分の第 2 のサンプラによるサンプル出力を示す。図 28 (d) はタイミングオフセット 519 により、上記の図 28 (b) に示す同相軸成分の第 1 のサンプラによるサンプル出力を T_0 だけオフセットした状態を示し、図 28 (c) は直交軸成分の第 2 のサンプラによるサンプル出力とのデータ相互の時間関係を元に戻した結果を示している。タイミングオフセット 520 以降と、第 2 のサンプラ出力 555 以降は、それぞれ、既に表示した実施例 9 と同様であり、各系統について信号チャネルに含まれる干渉成分を効果的に推定、キャンセルすることができる。なお、以上は実施例 15 を示す図 22、もしくは実施例 16 を示す図 23 の*

*スペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号を受信し復調する復調部の動作について説明したが、実施例 17 を示す図 24、実施例 18 を示す図 25 のスペクトル拡散通信装置の変調部より出力する変調波の送信信号に対しても、復調部の 2 系統のマッチドフィルタ 515、565 のメモリに同一の送信側と同じスペクトル拡散符号系列を保持させることにより、この実施例と同様のことがいえる。

【手続補正 10】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0057

【補正方法】変更

【補正内容】

【0057】なお、図 28 では波形整形フィルタの影響を省略したが、図 22 の送信側の変調部の波形整形フィルタ 108 と、図 40 の受信側の復調部の波形整形フィルタ 502 の総合の特性が単位矩形パルス長 T_0 に対してナイキスト条件を満たすような特性であれば、信号チャネル、観測チャネルのサンプル時点において、両者は互いに帯域制限による影響を及ぼさないので図 28 の概念がそのまま適用できる。

【手続補正 11】

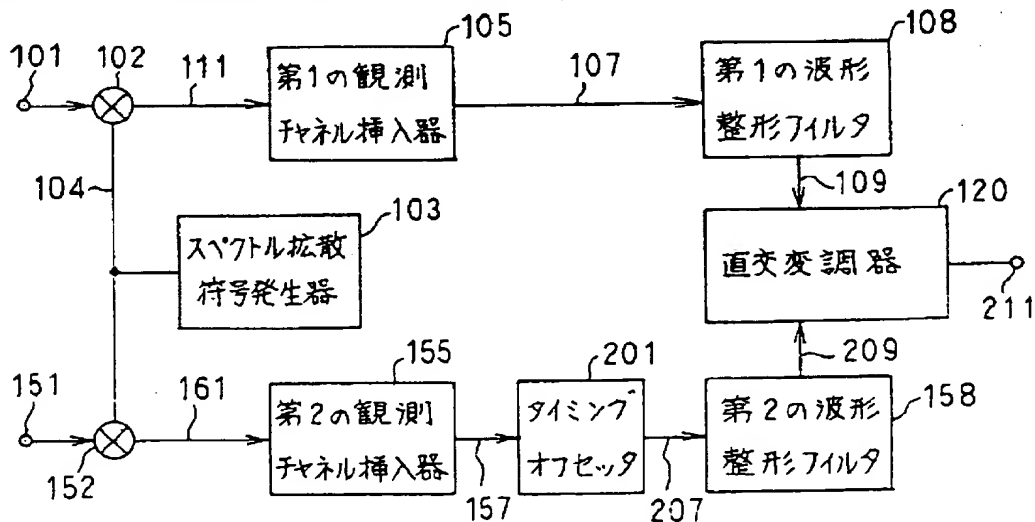
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 24

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 24】



【手続補正 12】

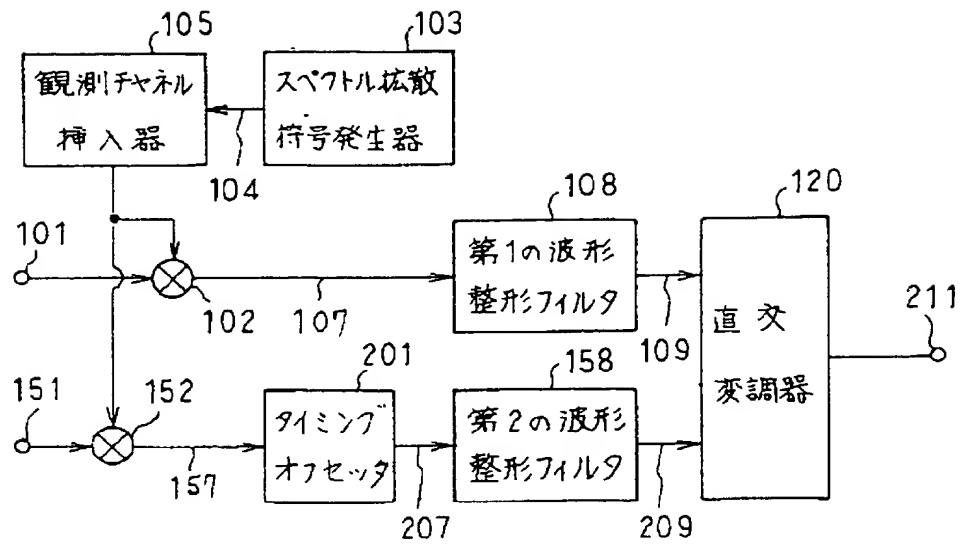
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 25

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 25】



【手続補正13】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図29

【補正方法】変更

【補正内容】

【図29】

